

业

余

电

子

制

作

电

路

技

术

手

册

张殿阁 编译

科学出版社

业余电子制作电路技术手册

张殿阁 编译

科学出版社

1991

(京)新登字092号

内 容 简 介

本书收集了电子爱好者常用的各类电子电路数百个,内容涉及电源、天线、信号接收与放大、无线电测量、数字设备、脉冲设备,以及医用电子装置、电子音乐装置、电子游戏机、电子玩具、汽车电子装置等电子制作技术。本书对各种电路除介绍其用途和特点外,还有简要的原理说明、元器件的规格型号、参考数据、元器件代换、装配和调整方法。对自制件本书还给出了相应数据和制做要点,以便读者根据需要选择电路进行设计、安装和调试,从而制成实用的无线电装置和设备。

本书内容广泛,实用性强,可供无线电爱好者、工程技术人员以及高、中等院校的师生参考使用。

业余电子制作电路技术手册

张殿阁 编译

责任编辑 王淑兰

科学出版社出版

北京东黄城根北街16号

邮政编码: 100707

一二〇一工厂印刷

科学出版社发行 各地新华书店经销

*

1991年11月第 一 版 开本: 787×1092 1/32

1991年11月第一次印刷 印张: 14 1/4

印数: 0001—10 500 字数: 325 000

ISBN7-03-002634-9/TN·117

定价: 7.50元

前 言

在电子制作过程中，会遇到各种各样的技术问题，尤其是业余电子制作其作品具有多样化的特点，在制作过程中所遇到的问题往往是不能借助一般的电子电路教科书所能解决的，业余电子制作的另一个重要特点是实用性，很多作品都是直接面向工农业实践，甚至是面向家庭的。针对业余电子制作的这些特点，我们编译了这本《业余电子制作电路技术手册》，该手册内容广泛、实用性强，包括实用电路技术的主要问题，并向电子爱好者、工程技术人员提出了电子制作技术方面的建议。

从技术上说，本书包括电源、接收放大、脉冲数字以及测量等广泛内容，所有的技术内容都和应用实例联系在一起，读者可以通过这些电路实例举一反三，创造出更有自己特色的应用电路。书中提供的电路其实际应用领域包括家用音响装置、收音装置、自动控制装置、电子玩具、汽车电子装置和医用电子装置等。

本书的所有电路除了介绍其用途和特点之外，还有简要的原理说明和所用的元器件规格型号、参数数据、装配、代换及调整方法等要点。自制件还给出了相应数据和制作要点，便于读者根据自己的需要，选择相应的电路进行安装和调试，制成实用的电子装置和设备。

书后的附录部分给出了半导体器件的代换表，供读者选用器件时参考。

由于编译者水平有限，书中难免有不妥之处，敬请读者批评指教。

编译者

1991年4月于北京

目 录

第一章 自制的电子装置	1
1.1 日常生活及国民经济中的电子装置	1
1.2 医用电子装置	29
1.3 电子游戏机和电子玩具	45
1.4 电子音乐装置	59
1.5 自制无线电电子装置的技术操作	72
第二章 无线电、自动化和遥控机械设备的基础元器件	83
2.1 信号传感器	83
2.2 继电器	91
2.3 电 池	98
第三章 电源和充电设备	105
3.1 整流器的电路选择和计算	105
3.2 无变压器电源设备及电压变换器	113
3.3 蓄电池及电池组的充电设备	114
3.4 稳压电源和直流变换器	119
第四章 业余无线电自动装置	126
4.1 模型和装置的控制	126
4.2 业余无线电自动装置	133
4.3 电机旋转频率控制装置	145
第五章 无线电接收机的天线和天线放大器	148
5.1 天线的技术特性	148
5.2 无线电接收设备用的天线	149
5.3 外部附加天线和信号再辐射天线	157
5.4 电视天线	160

5.5	天线放大器	166
第六章	无线电接收设备的构成单元	170
6.1	射频放大器和 中频放大器	170
6.2	音频放大器	175
6.3	品质因数倍增器	185
6.4	短波变频器	187
6.5	敏感开关	192
6.6	音乐彩色灯光装置	196
6.7	调谐指示器	200
6.8	改善音响质量的装置	202
第七章	无线电技术设备的组成单元	205
7.1	乘-除器	205
7.2	整流器和信号检波器	210
7.3	对信号取对数的电路	216
7.4	变频器	218
7.5	倍频器	221
7.6	信号比较器	224
7.7	鉴频器	228
7.8	移相器	230
7.9	信号的幅度调制器和解调器	233
7.10	频率调制器和解调器	235
7.11	相位检波器和调制器	237
7.12	模拟积分和微分电路	240
第八章	无线电接收设备	244
8.1	无线电接收机的技术要求	244
8.2	最简单的晶体管接收机和集成电路接收机	245
8.3	超外差接收机	249
8.4	直接变频式接收机	253
8.5	无线电运动员用的接收机	260

8.6	无线电接收的抗干扰	264
8.7	无线电接收机的调整	268
第九章	脉冲设备	272
9.1	信号的非线性变换	272
9.2	脉冲形成器和脉冲延时元件	276
9.3	矩形脉冲产生器	279
9.4	锯齿波发生器	284
9.5	各种波形脉冲发生器的构成示例	286
9.6	各种脉冲装置的构成示例	288
第十章	数字设备	291
10.1	数字设备中数的表示方法	291
10.2	逻辑代数和逻辑电路	293
10.3	触发器、计数器、寄存器	299
10.4	运算器	305
10.5	存储器	310
10.6	电子计算机的构成	314
10.7	微处理器	318
10.8	数/模和模/数转换器	323
第十一章	数字滤波器	328
11.1	数字滤波器的种类及其应用范围	328
11.2	时域法构成的数字滤波器	329
11.3	频域法构成的数字滤波器	334
第十二章	汽车无线电电子装置	339
12.1	防止汽车被盗的装置	339
12.2	电子点火系统	349
12.3	电子电压调节器	357
12.4	汽车自动装置	361
12.5	汽车发动机和汽车电气设备的故障诊断装置	372
第十三章	无线电工程和无线电电子学中的测量	386

13.1	测量误差及其类型	386
13.2	电流、电压和功率测量	387
13.3	信号时间间隔、重复周期和频率及频偏的测量	390
13.4	相位测量	399
13.5	电容和电感的测量	400
13.6	电路特性的测量	406
13.7	半导体器件参数的测量	408
13.8	无线电设备调整和调谐时的测量	411
13.9	非正弦波电流的测量	422
13.10	测量仪表	425
附录	431

第一章 自制的电子装置

1.1 日常生活及国民经济中的电子装置

1.1.1 助听器(图1.1)

它是为听力不好的人研制的。它的参数是：放大系数5000；工作频带300—7000Hz；当负载电阻为60Ω时，其输出端电压0.5V；要求的最大电流20mA。放大器由3个三极

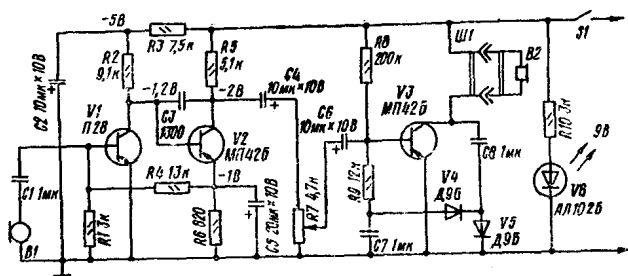


图1.1 助听器电路

管组成。为了稳定放大系数，前两级加有负反馈。电阻 R_7 起增益调整器的作用。信号从该电阻上取下以后，经过隔直电容器 C_6 加到三极管 V_3 的基极。 V_3 组成一个自给偏压放大级。这样，静态可把所需要的电流降低到7mA。

所用元器件：电阻器可用1/8W的；二极管采用普通的锗检波二极管，晶体管采用普通小功率锗低频管。 V_1 最好选择低噪声的。本机采用9V电池供电。

调试主要是调定工作状态：用电阻器 R_4 和 R_6 分别调定晶体管 V_1 和 V_2 的直流工作点；末级的静态电流为2—2.5mA，在断开送话器的情况下用电阻器 R_8 调定；用 R_9 调整信号增益，使失真最小；音色通过改变电容器 C_3 的容量来调定。

1.1.2 对讲机(图1.2)

它用于双向扩音联络。它由一块低频放大集成块和4只晶体管 V_1 、 V_2 、 V_3 、 V_4 组成； V_1 和 V_2 的型号分别为МП39-

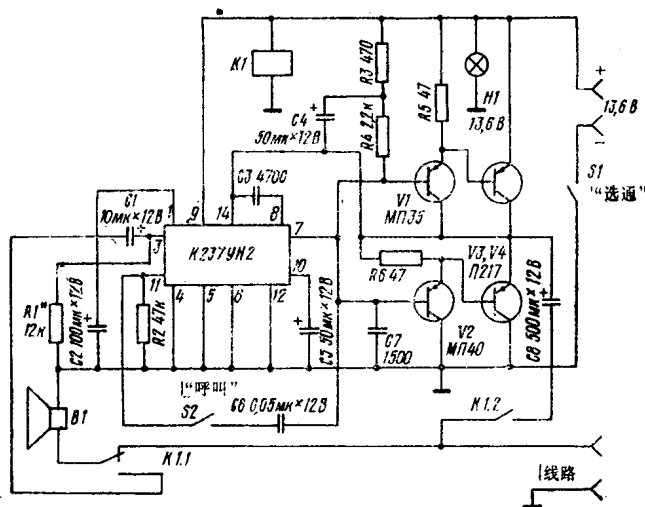


图1.2 对讲机电路

МП42和МП35—МП38， V_3 、 V_4 的型号为П213—П217。在接收状态，对讲机的电源断开，而电动式扬声器通过继电器的常闭接点 $K1.1$ 接到线路上。通信的对方也有一个类似的对讲机，那里的“发送”按钮应该接通。这时，放大器接上了电源，继电器接点 $K1.2$ 把该放大器的输出端接到线路上，而接

点K1.2把扬声器接到放大器的输入端。呼叫时，“呼叫”按钮接通，使放大器转入低频振荡状态。

1.1.3 混合器(图1.3)

它的用途是在一台录音机上同时录制几个信号。它的电路图示于图1.3。该混合器可把三个信号源的信号混合起来。这三个信号分别加到X1、X2、X3三个输入接头上，其电压分别为50mV、10000mV和0.2mV。加到X3上的信号由晶体管V1预先放大，然后这三个信号在A点混合，并由V2和V3组成的线性放大器放大；最大输出电压0.5V。晶体管可用任何型号的小功率锗低频管。

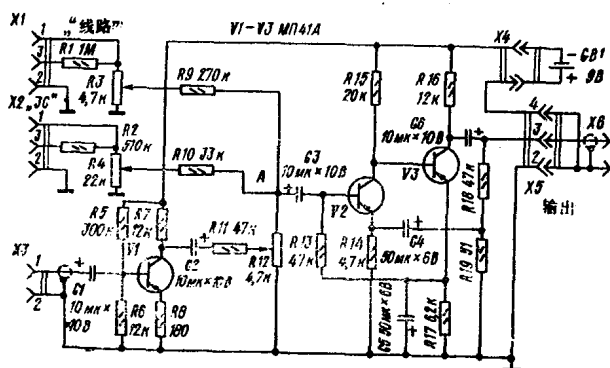


图1.3 混合器电路

1.1.4 声音开关(图1.4)

该声音开关能执行4个串行声音码(图1.4)。它由声音继电器和可控硅循环计数器构成；前者由晶体管V9—V13组成，后者由可控硅V1—V4组成。声音信号对受话器每作用一次，声音开关就动作一次，于是极化继电器K1吸合，产生一个作用在可控硅计数器输入端的正脉冲。在电容器C12充

电以后，继电器K1返回到初始状态。在下一个声音信号作用下，经晶体管V9和V10放大后的信号加到由晶体管V11组成的晶体管开关上，并使它导通。电容器C12通过集电极-发射极放电，于是晶体管V12和V13的发射结有电流通过，继电器K1吸合，第二个开关脉冲加到循环计数器上(V1—V4)。为了启动计数器，必须通过按钮S1把一个正脉冲加到可控硅V4的控制极上。

所用元器件：作为受话器可采用高阻耳机，其音圈绕组电阻为1600—2000Ω；电容器C1—C4可以有极性的，也可

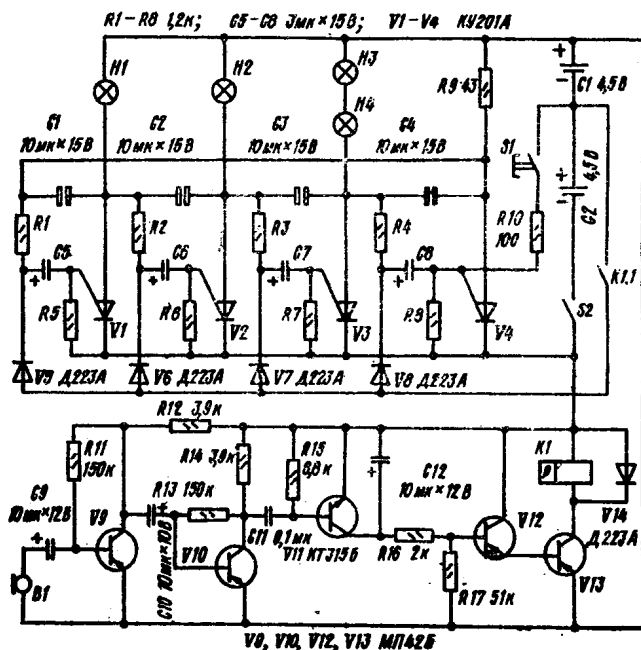


图1.4 声音开关电路

以是无极性的，每一个由两个双倍容量的电容器串联（相同引线串接）而成；晶体管可用任何小功率锗低频管。可控硅可选用电流1A，耐压100V的即可，V5—V8可选用普通开关二极管。

该装置无需调整。

1.1.5 彩灯装置(图1.5)

该装置的用途是为了产生“循环闪光”效应。它包括由继电器K1构成的多谐振荡器和带有偶数输入端的触发器；后者由继电器K1和K2构成〔图1.5(a)〕。该装置的工作原理如下：电源接通以后，电容器C1经过电阻R1和二极管V1充电。当充电电压达到给定值以后，继电器K1动作，其接点K1.1将部分充电电路短路，电容器通过继电器的绕组放电。当放电电流达到继电器释放电流值时，接点K1.1断开，于是循环过程开始重复。继电器式多谐振荡器的脉冲宽度取决于电容器C1的容量和继电器的电阻值，而间歇时间取决于C1的容量和电阻R1的阻值。改变R1的阻值可把脉冲宽度和间歇时间调得相等。

继电器K1的第二组接点K1.2控制着触发器的工作。在继电器K1吸合以后，其接点K1.2把继电器K2的电源接通，K2通过常闭接点K3.1自锁。当继电器K1释放以后，具有开关功能的接点K1.2把继电器K3接到电源上，K3由接点K3.1自锁。这时K2仍然接着电源。当继电器K1再一次吸合时，接点K1.2将二极管V2和V3断开，继电器K2的电源被切断，而继电器K3通过闭合的接点仍然接在电源上。在继电器K1释放以后，其接点K1.2将继电器K3的电源切断，于是整个装置反回到初始状态。

为了产生“循环闪光”效应，灯泡串按图1.5(b)的方法通

过继电器的自由接点接向220V电源。

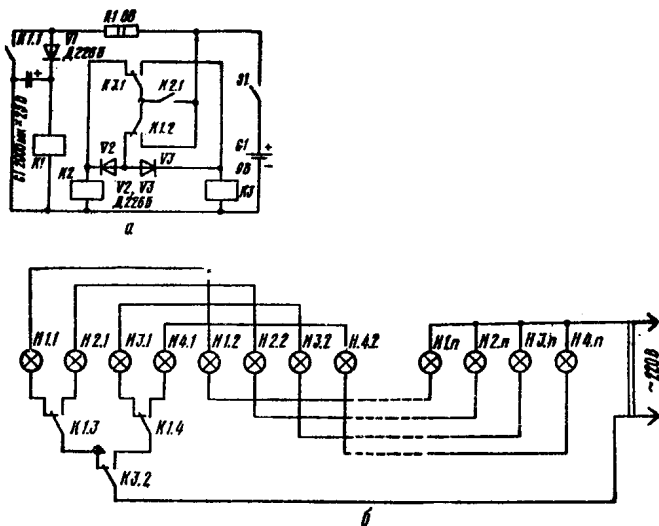


图1.5 彩灯装置电路

1.1.6 照明自动开关(图1.6)

本装置的用途是当白天光线比较好时把照明自动关掉。它由照度传感器、执行电路和双向整流器组成。传感器由光敏电阻和光继电器(晶体管V1、V2)构成；执行电路由V4和V10两个可控硅构成；双向整流器由二极管V6、V7构成。该装置的工作原理如下：随着照度的降低，光敏电阻R3的阻值从1—2kΩ增加到3—5MΩ，使V1和V2晶体管的集电极电流增加，结果可控硅V4导通，R7、C3、V9构成的电路产生一个脉冲，该脉冲使可控硅V10导通，从而接通照明灯。当照度增加时，光敏电阻器的电阻值减小，使晶体管V2的集电极电流减小，从而导致可控硅V4、V10关断，照明灯熄灭，而

电容器C3通过二极管V8和电阻R5、R6和R7放电。自动装置的接通门限由电阻R1调定。

所用元器件为任何一种 $\beta \geq 50$ 的PNP型低频晶体管，9V左右的稳压管，二极管用普通检波管即可，可控硅的耐压要在400V以上，其电流值取决于负载，可为1A或3A。

调试时通过选择R5—R7的阻值，使可控硅V10在光继电器给定动作门限(由电阻R1调定)下能可靠地导通。

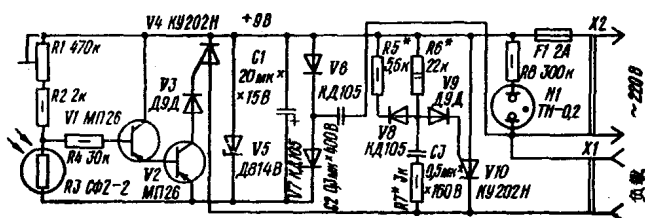


图1.6 照明自动开关电路

白炽灯的保险装置。照明灯的灯丝电阻在冷状态比在热状态小得多。因此当把灯泡接到电源时，在接通的瞬间流过灯泡的电流远远超过额定电流，这就可能造成灯丝被烧断。为了克服这一缺点，必须与白炽灯串联连接一个二极管(如耐压400V的1A整流管等)，而与该二极管并联连接一个断路器，以便必要时把二极管旁路。在灯泡接通的瞬间，二极管不被旁路，因而流过灯泡50%的电流。在灯泡加热(1—2秒)之后，断路器将二极管旁路，于是流过灯泡的电流达到额定值。

1.1.7 带传感器的照明开关(图1.7)

该装置能可靠地为功率达1000W的电器配电。它由三个MTX-90型冷阴极闸流管和一只耐压400V的3A可控硅组成。闸流管V1和V2构成一个触发器，闸流管V3构成一个弛张振

荡器；脉冲信号从该振荡器经过电容器 $C1$ 和 $C2$ 加到 $V1$ 和 $V2$ 两管的栅极，使它们从一种状态转换到另一种状态。当触摸传感器 $E1$ 时触发器即被触发。这时电容器 $C4$ 经过已点燃的闸流管 $V3$ 和电阻 $R9$ 放电，在 $R9$ 上产生一个正极性的脉冲，该脉冲加到 $V1$ 、 $V2$ 管的栅极，使触发器的状态发生转换。如果 $V2$ 点燃，则有电流通过可控硅 $V5$ 的控制极，使其导通。导通的可控硅 $V5$ 接通由 $V6$ — $V9$ 构成的电桥的对角线，并接通负载 $H1$ 。如果继续触摸传感器 $E1$ ，则经过2秒以后，触发器便转换到另一个稳定状态，以此类推。

该装置所用二极管 $V6$ — $V9$ ，其工作电压不低于300V，电流应满足负载要求。

调试：开始先借助电阻 $R10$ 和 $R6$ 按图上给出的电压调定直流电压，然后检查传感器的工作和测试负载上的电压。如果该电压低于电网电压5V以上，则必须减小电阻 $R4$ 的阻值，并重新调定+75V直流电压。

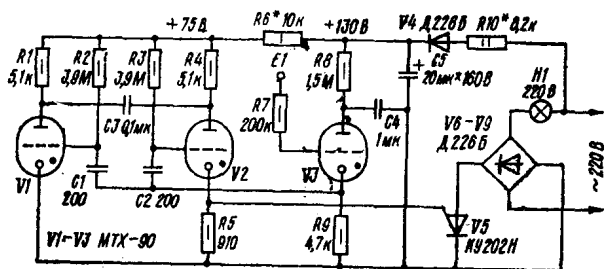


图1.7 带传感器的照明开关电路

1.1.8 时间继电器(图1.8)

该继电器能调定的最大延时达30秒，步长1秒。它的定

时电路由电阻 $R6-R8$ 和容量不大的电容器 $C1(4\mu F)$ 构成。门限装置由晶体管 $V1$ 、 $V2$ 和电磁继电器 $K1$ 、 $K2$ 构成；它是一带正反馈的直流放大器。由于第一级采用了场效应晶体管，所以定时电容的容量大大减少。

在起始状态，偏置电压经过常闭接点 $K2.1$ 加到场效应晶体管 $V1$ 的栅极，使它处于截止状态。晶体管 $V2$ 也处于截止状态，因而负载与电源断开。为了启动继电器，需按一下按钮 $S3$ 。这时继电器 $K2$ 吸合，并且由接点 $K2.2$ 自锁，接点 $K2.3$ 接通负载，把场效应晶体管的栅极从漏电路断开。电容器 $C1$ 的充电电流在定时电阻($R6-R18$)上产生压降，使晶体管 $V1$ 一直保持在截止状态，直至该充电电流降到一定值为止。步长10秒的延时时间由开关 $S1$ 设定，而步长1秒的延时由开关 $S2$ 设定。随着电容器的充电，栅-源之间的电压不断下降，

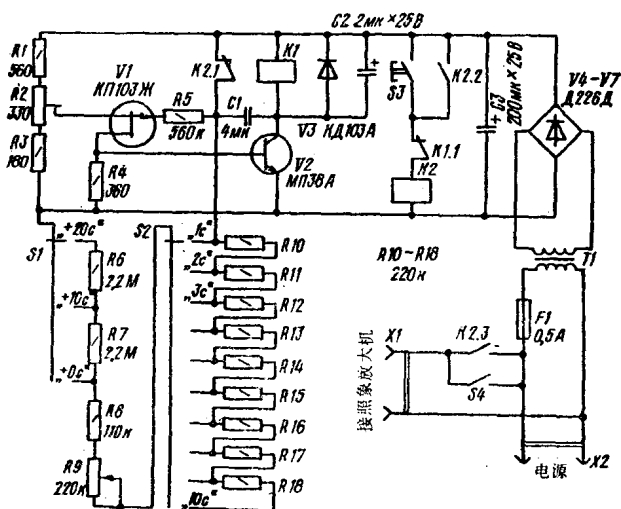


图1.8 时间继电器电路

当达到关断电压值时，V1和V2开始导通，继电器K1吸合，继电器K2恢复到原来状态，晶体管V1、V2截止，负载断开。

调试：首先借助微调电阻器R2调定1秒的延时，然后通过精确选定R10—R18的阻值调定其它范围的延时。电阻R9可在±5秒范围内辅助调整延时值。

1.1.9 长延时电子定时器(图1.9)

该定时器能调定的时间间隔(延时)范围为2—70分钟，步长1分钟，精度±2%。它包括一个由两只晶体管组成的时间继电器和一个信号器A1。继电器可由9V电压的电池供电，也可由晶体管V4、V5组成的稳压电源供电。

定时器的工作原理如下：用开关S3接通电源并借助已校准的电阻R2调定延时。这时晶体管V1和V2导通，继电器K2吸合，接点K2.1为接通信号器A1作好了准备，而接点K2.2断开了指示灯H1。按下“启动”按钮S1.1，其接点接通继电器K1，于是V2截止，使继电器进入计数状态。这时继电器K2断电，而K1由接点K1.1自锁，接点K1.2为信号器的接通准备好电路。晶体管V2一截止，通过导通的V2已充了电的电容器C4开始放电。当该电容器上的电压降到场效应晶体管V1的关断电压值时，该管自己导通并使V2导通，这就导致漏极电流的进一步增加，于是继电器K2动作，其接点K2.1闭合，使A1接通。A1对时间延时结束发出告警。按一下“解除”按钮S2.1，可以断掉声音信号。这时继电器K1的自锁断开，该继电器断电，接点K1.2使信号器A1的电路断开，接点S2.2把电阻R1、R2短路，于是电容器C4充电，装置进入起始状态。

定时器的调整：借助电位器R2选定最大延时时间，借助

R1选定最小延时时间,然后利用标准秒表标度电位器R2的度盘。

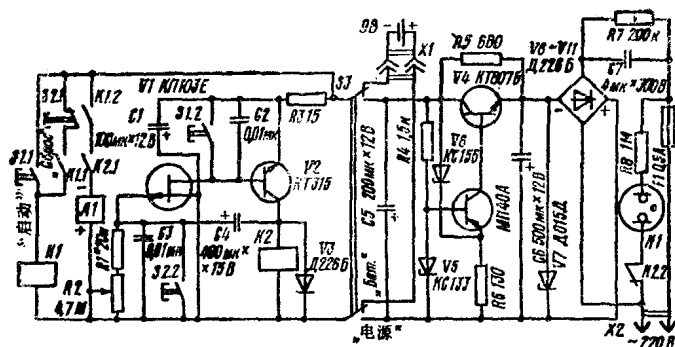


图1.9 电子定时器电路

1.1.10 曝光表(图1.10)

摄影照片,特别是彩色照片的质量,与印照片时曝光时间是否正确很有关系。电源电压若波动 $\pm 15\%$,则照相放大器的灯其光强会偏离额定值达40%。此外,随着照度的降低,照相纸的灵敏度也下降。因此,为了在电源电压波动的情况下能够保证印制的照片具有很高的质量,就必须自动校正曝光时间。

该装置不仅能稳定曝光时间,而且还能稳定曝光量(照度乘以曝光持续时间)。它由220V交流电源供电。电源一接通,由开关S3—S7选定的定时电容器通过微调电阻器R5和压敏电阻R6开始充电。由于随着电压的增加压敏电阻的阻值下降,因而电容器C1—C7的充电时间减小,因此在充电电路中接一只压敏电阻可以稳定曝光量。当电容器C1—C7上的电压达到稳压管V5的击穿电压值时,该管导通,晶体管

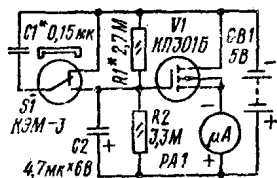


图1.11 电子式自行车车速表电路

常闭接点周期性地放电。电容器 $C1$ 周期性地接到晶体管 $V1$ 的栅极，并将电阻 $R1$ 旁路。电容器 $C2$ 上的电压增长，使晶体管 $V1$ 的导通与密封接触器的开关频率成正比。因此电表上的读数与自行车的运行速度成正比。

调整：选择电阻 $R1$ 的阻值，使 $V1$ 的源电流不超过 $1\mu A$ 。在 $0.1-0.3\mu F$ 范围内适当选择电容器 $C1$ 的容量，对电表进行刻度。装置制作完了以后，全部零件都喷上一层绝缘漆。

该装置的缺点是，它的温度稳定性和时间稳定性不太好。

图1.12所示的自行车车速表在很大程度上克服了上述缺点。它由传感器、脉冲形成器和电表组成。传感器是一个密封接触器，脉冲形成器是一个由三块K155JA3型集成块 $D1.1-D1.3$ 构成的单稳多谐振荡器。密封接触器 $S1$ 触发单稳多谐振荡器产生脉冲，其宽度不受该接触器动作频率及其接点颤动的影响。所产生的脉冲经过倒相器 $D1.4$ 加到晶体管开关 $V2$ 的基极，该管的发射极电路中接一电表，其读数与自行车的运行速度成正比。在电表度盘刻度时，通过选择电阻 $R3$ 的阻值和电容器的容量来调定速度的极限值。把一个脉冲信号发生器与密封接触器并联起来，刻制度盘是很方便的。电表度盘的极限值“ 60km/h ”相应于频率 7.7Hz ，“ 50km/h ”相应

1.1.12 自行车里程表(图1.13)

14

果把两个磁铁径向相对地安装在车轮上，那么计数器的读数将对应于自行车所走过的以米计的里程。

该里程表中可以采用MЭC-54型计数器，或其线圈重新绕制的CH811型计数器(线圈匝数33000，导线牌号ПЭЛ ϕ 0.1，或5850匝，导线牌号ПЭЛ ϕ 0.15)。

1.1.13 电子闪光灯(图1.14)

众所周知，为了得到清晰的照片，需要有足够的照明。在拍摄活动物体时，这一点尤其重要，因为这时需要以最小曝光时间进行拍摄。电子闪光灯可以为此提供瞬时照明光源。图1.14是一个由4.5V电池供电的闪光灯的原理图。

直流变换器是点燃闪光灯的高压电源。它是一个由晶体管V1、V2和变压器T1组成的自激振荡器。为了使该振荡器稳定工作，两个晶体管的基极通过电路R1C1加了负偏置电压。变压器T1绕组Ⅲ的电压由二极管D1—D4整流，并对电容器C2和C3充电。充电电压达280V。贮能电容器C2的充电情况由氖灯H2进行显示。T2是一个脉冲变压器，电容器C2经过照相机的同步触头向该变压器的初级绕组放电，从而点燃闪光灯。

所用元器件：晶体管，型号П213—П217，带任何字母标记的均可用；变压器T1，其磁芯规格为Ш16×25，先绕升压绕组，共计Ⅲ4—5层，层间垫绝缘漆布，共绕1800匝，导线牌号ПЭВ-1；绕组Ⅰ共40匝，导线牌号ПЭВ-1 0.7—0.8，有中间抽头；变压器T2绕在直径7mm、长20mm带颊板的骨架上，先绕升压绕组Ⅱ，共200匝，导线牌号ПЭВ-1，然后绕绕组Ⅰ，共20—25匝，导线牌号ПЭВ-1 0.4—0.6；电容器C2，容量800 μ F；其它电容器和电阻器可以是任何型号的。

调整：选择R1的阻值，使在振荡器可靠振荡的前提下，

V2构成的间歇振荡器被触发。在电容器C1充电过程中,晶体管V1一直保持在导通状态,在C1充电完以后,该管截止,继电器断开电路的电源,使电路回到起始状态。

所用元器件: 间歇振荡器的变压器T1, 采用直径 20mm 的铁氧体磁芯, 绕组 I 140匝, 绕组 II 70匝, 导线牌 号 ПЭВ 0.47; 变压器T2, 是一个摩托车或汽艇马达的点火线圈; 电源——四节串联的 2 号或 1 号电池。

1.1.15 双音铃(图1.16)

它包括一个由K155ЛA3型集成块D1.1—D1.3构成的控制振荡器所产生的控制脉冲, 其频率由电容器C1的容量和电阻R1的阻值决定。在图中注明的元件参数条件下, 振荡器的转换频率为0.7—0.8Hz。控制脉冲加到双音调振荡器上, 并交替地使它们与由晶体管V1构成的音频放大器接通。第一个音调振荡器由集成块D1.4、D2.2构成, 它产生频率为600 Hz的脉冲(频率通过选择C2R2的参数调定); 第二个音调

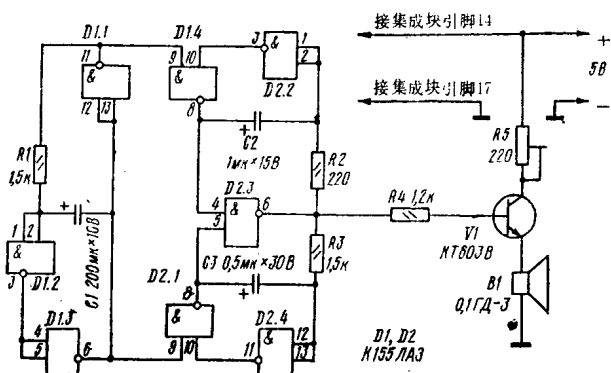


图1.16 双音铃电路

荡器由D2.1、D2.4和D2.3构成，工作频率为1000Hz（通过选择C3、R3的参数调定）。发音的音量可通过电阻R5进行调整。

1.1.16 温度传感器(图1.17)

它的用途是作为大功率晶体管的过热保护装置。一旦大功率晶体管的外壳温度超过允许值，该传感器立刻把受保护的装置或部件的电源切断。这里的温度传感器实质上是一个晶体管V2，它经过绝缘衬垫贴到受保护的晶体管外壳上。晶体管V2和V4构成一个门限装置。当温度升高时，晶体管V2的集电极电流增加，因此当该晶体管的外壳温度达到一定值以后，该门限装置即动作。由于通过电阻R7加有正反馈，因此晶体管V2、V4的导通过程是雪崩式的，这时继电器K1吸合，其接点即把受保护的装置的电源切断。温度降下来以后，该装置即恢复到起始状态。动作门限可用电位器R2在30℃—80℃范围内调整。

所用元器件：晶体管V2，型号МП40—МП42，V4型号KT605，KT608Б，KT503；受控温度更高时，V2可用带任何字母标记的МП116、TK361型晶体管。

1.1.17 粮食测温用电子温度计(图1.18)

所用的传感器是一个别在粮食口袋上的、直径4mm的测量针。该温度计按非平衡电桥的原理构成。电桥的一个对角线经过按钮开关S1和限流电阻R7、R8接电池电压；另一个对角线接刻度为0—50 μ A的M494型微安测量表电桥的一个臂是在20℃时阻值为1.3k Ω 的MT-54型热敏电阻R3，它结构上装在测量针的头部。用标准水银温度计从-10℃开始对该电子温度计刻度。借助电阻R2把微安表的指针调定在度盘的起始刻度上。为了在最高被测温度上进行刻度，把开关S2置

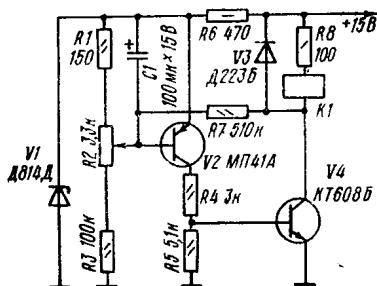


图1.17 晶体管的保护装置电路

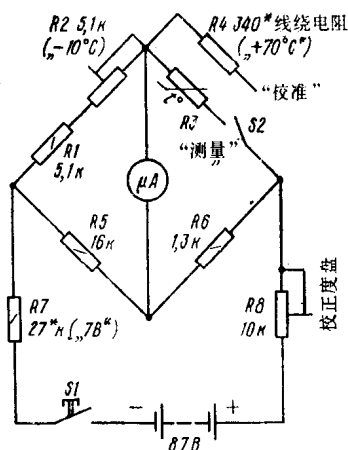


图1.18 粮食测温用电子温度计电路

到“K”(校正)位置，微调 R_4 的阻值，把电表指针调到度盘的最末刻度(+70℃)位置。在测量之前，把开关 S_2 置于“H”(测量)位置，对度盘进行校准；通过调整电位器 R_8 ，把电表指针调到度盘最末位置。

所用元器件：电阻 R_4 ， $\phi 0.1$ 的锰铜线双股并绕而成；测量针内的导线采用氟塑料绝缘导线。

1.1.18 线性刻度温度计(图1.19)

由于采用了半导体二极管作为温度传感器，因此能够得到温度读数的线性刻度。在固定偏置电流条件下，二极管上的压降与温度的关系呈线性，对于硅二极管，在-60℃—+100℃范围内为2—2.5mV/℃。

该温度计的测量范围为0℃—150℃，测量误差不大于 $\pm 0.3^\circ\text{C}$ 。二极管 V_1 上的电压取决于由电阻 R_1 产生的偏置电

流。该电压的变化与温度的变化成正比，并由直流电压表进行测量。电压表由集成电路A1按平衡电路原理构成。二极管V1上的电压变化量加到输入端1，由场效应晶体管V2和标准电压源V3产生的大约0.5V的稳定电压加到集成电路A1的另一输入端。场效应晶体管V4还用于稳定电压表所需要的电流。因此，电源电压降低到7V实际上也不会影响电表的读数。

温度变化产生不平衡电压，该电压由按温度刻度的M265型指针式电表PA进行指示。电表是根据两个测温点刻度的。第一个测温点 0°C （融化的雪的温度）相应于度盘的零刻度。把装有二极管V1的探头插入融化的雪中，用电位器R5通过调整集成电路的平衡把电表指针调定在零。第二个测温度，如 50°C ，要借助加热的水来标定；水温由标准温度计控制。在这种条件下，用电位器R3把电表指针调到相应位置。测量负温度时，应该把电表的连接极性倒过来。电阻R7用于调定场效应晶体管V2的热平衡状态，在该状态下，漏极电流不受周围介质温度的影响。双极晶体管的集电极电流随温度升高而增长，场效应晶体管与此不同，它的漏极电流，在温度变化时，随着栅极电压的变化可能增加，也可能减小，或者保持不变。为了寻找场效应晶体管的热平衡状态，必须用实验方法测量各种温度下的漏-栅特性。为此，在室温下测绘漏极电流与栅极电压（相对于源极）的关系曲线，然后用照明灯把场效应管烤热到几十度，在这样高的温度下再测绘上述曲线；最后，寻找栅极上一个特定的电压值，在此电压值下，各种温度条件下测绘的漏-栅特性曲线相交。该交点称为温度稳定点。也可不通过选定栅极电压，而通过选定电位器R7的滑动臂的位置来得到漏-栅特性与温度无关的温度稳定点。

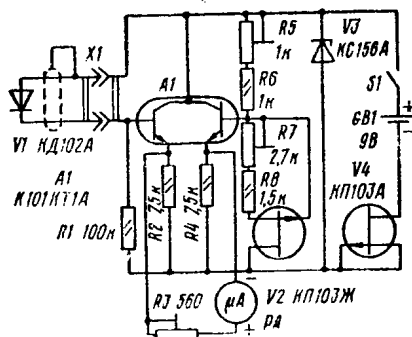


图1.19 线性刻度温度计电路

1.1.19 电容传感器式湿度计(图1.20)

电容器的容量与其两极板之间的介质有关。对于确定的一些颗粒状物质(谷物, 糖, 毛石混凝土, 建筑材料), 电容传感器的电容量与物质的湿度有关。

该湿度计能测量颗粒状物质的湿度。它包括主控振荡器、测量电路、校准器和传感器。主控振荡器是一个由晶体管V1和V2组成的多谐振荡器。电容传感器C1与电容器C3并联。根据电表PA1指针的零指示位置。用电位器R4可把多谐振荡器调到平衡状态。当传感器C1的容量增加时, 多谐振荡器的平衡受到破坏, 电表的指针偏转。借助由晶体管V3构成的电压调节器对电表进行校准。为此, 按下按键S1, 用R8把电表指针调到度盘的最末刻度位置。

传感器由两片尺寸为 $105 \times 40\text{mm}$, 相距 15mm 的单面敷金属箔的层压胶木板构成。层压板上的箔层离开层压板边缘 3mm 。根据工业仪表或用干燥过程中试测物质质量的方法对电表进行刻度。

所用元器件: 晶体管可选型号KT315, KT312,

KT306, 或放大系数 $B_{CT} \geq 70$; 云母电容器, 损耗系数小的 纸介电容器, 薄膜电容器; PA1 选用度盘 $100\mu A$ 的电流表头。

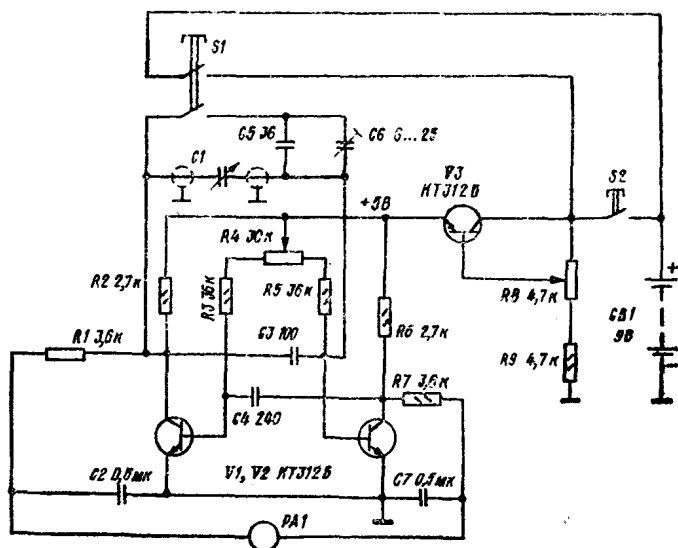


图1.20 湿度计电路

1.1.20 隐伏导线探测器(图1.21)

该装置能使迁入住宅的住户在墙壁上打洞时不致损伤导线。加有交流电压的导线在其周围产生磁场, 该装置的原理就是建立在测量该磁场的基础上的。它不仅能探测到隐伏导线所处的位置, 而且还能确定导线受损伤的部位。该探测器实质上是一个音频放大器, 为了提高输入阻抗, 其第一级采用了场效应晶体管; 第二级是集成电路块 A1。传感器-天线 W1 是一个 $10 \times 70\text{mm}$ 的金属片, 它通过屏蔽导线与探测器的输入端子相连。探测导线断裂位置的方法如下: 使传感器沿

着墙壁移动,根据交流电的交流声探测导线的走向,交流声消失的位置即是导线断裂部位。探测灵敏度由R1进行调节。可用K118、K122系列集成电路代替K123YH1A型集成电路,这时要提高电源的电压。

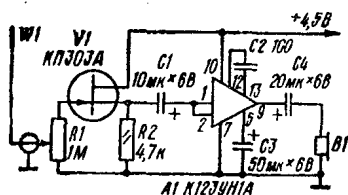


图1.21 隐伏导线探测器电路

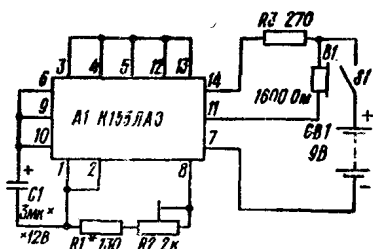


图1.22 吓跑蚊子的装置的电路

1.1.21 吓跑蚊子的装置(图1.22)

该装置能产生频率10KHz以上的振荡,把蚊子,甚至老鼠吓跑。振荡器由一块K155JA型集成电路构成,所接负载是一个TOH-2型高阻耳机,振荡频率可用电阻R1、R2和电容器C1调整。

1.1.22 光电话机(图1.23)

无线电话由于必须得到专门批准才能使用,因而不能广泛普及推广。利用现代晶体管技术,无线电爱好者能够制作一种无需专门批准即可使用的电话机——光电话机。图1.23给出了微型光电话机的原理图。它的通话距离白天可达50m,夜间达200mm。发光器件可用6V/0.5A(到2000Hz)、24V/0.2A(到3000Hz)或12V/0.1A(到4000Hz)的灯泡(括号中的数据是灯泡的最高工作频率)。作为反光器可利用摩托车或小

反射器。在发射状态，用R1调整灯泡的电流，使它为额定值的一半。在接收机调试时，要把光敏元件放在透镜的焦点上。

如果在光发射机中用由反光的薄铝箔制成的膜片对光通量进行调制，则通信距离可大大提高(到1000—1400m)。图1.24所示为带调制膜片的光电话机结构图。通话时，在声波的影响下膜片开始振动，结果膜片反射的发射光其亮度随之变化。膜片可由在直径50mm的薄赛璐珞片上边贴一层直径24mm的铝箔制成。铝箔可采用巧克力糖果的包裹；膜片贴在镜头筒的末端，该端以一定的角度切割成斜面。透镜的直径30mm，焦距长度143mm。沿着镜头筒移动灯泡(3.5—6.3V/0.3A)，使在3m处的光点成象清晰。声音(话音或哨声)通过讲话孔进入镜头筒，在此声音作用下，光通量的聚焦情况应该发生变化。如果这时聚焦没有变化，则应调节镜筒长度。镜筒可用硬纸板或塑料制成，其内壁涂一层无光涂料，或贴一层黑纸。对光接收机光学系统的调整主要是选择透镜和光电晶体管之间的距离，使音量和话音清晰度最好。如果采用其它直径和焦距的透镜，则应根据透镜的焦距相应地改变发射机和接收机的尺寸。该装置中采用的晶体管V1—V5，其型号为KT315Д，V6的型号为KT816A。

光电话机可作为小汽车的保安装置。光接收机安放在窗户上或阳台上，发射机安在小汽车里。车门、机器盖、行李舱(后背箱)一打开，发射机就启动工作。如果在镜头上加一块红外滤光片，可以保证该装置安装的隐蔽性。

1.1.23 提取蜜蜂毒液的装置(图1.25)

在自然情况下，蜜蜂蜇人时分泌一种毒液，因此它失去刺，自己也就死了。这里介绍一种提取蜜蜂毒液而又不危害

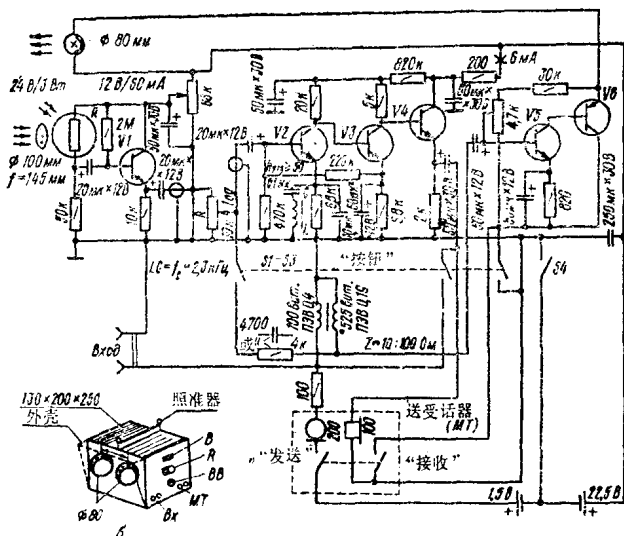


图1.24 远距离通信用光电话机的电路结构

a——发射机, b——接收机

蜜蜂的方法,就是用幅度40—50V、宽度20—30 μ s的电压脉冲刺激蜜蜂。把该脉冲电压通到相距很近的细导线上,这些导线拉紧后架设在玻璃板的上方并伸到蜂箱里。爬到导线上的蜜蜂受到脉冲的刺激便分泌毒液,毒液通过刺释放出后滴在玻璃上。从一个蜂房取毒液的持续时间为5分钟,然后必须使蜜蜂休息一小时。

产生上述脉冲的电路(图1.25)是一个由晶体管V1和变压器T1构成的间歇振荡器。高压脉冲从变压器的升压绕组Ⅲ取出。由二极管检波器和直流放大器组成一个脉冲电压表,用以监测间歇振荡器的工作状态;直流放大器由晶体管V2构成,其负载是一只刻度为1—5mA的毫安表。

所用元器件：晶体管型号 МП40—МП42，МП25，МП20，МП21，带任何字母标记的都可用；变压器铁芯规格 III12×12，绕组 I 60匝，绕组 II 250匝，绕组 III 1200匝，所用漆包线为 $\phi 0.1\text{mm}$ 的。

网格的导线绷紧后成为两个梳状物，把它们其中的一个插入到另一个，然后用软导线连接到脉冲振荡器上。网格导线之间的距离应该选择得使蜜蜂爬上以后能同时触到两根导线。

该装置的调整主要是选配电阻 R_2 的阻值，以便当振荡器与20m长的连接导线和网格一起工作时，电表的指针指在度盘的中心刻度。借助插头 III1—III6 和开关 S_1 可把脉冲电压切换到不同的蜂房。

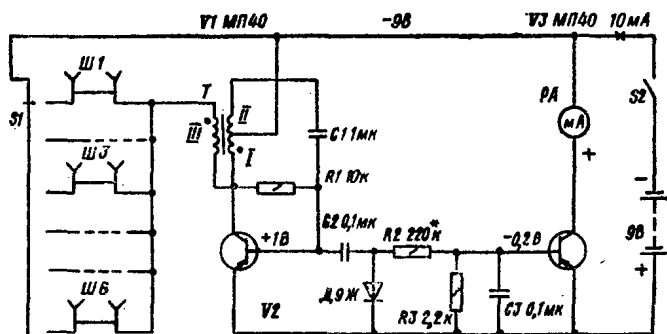


图1.25 用于提取蜜蜂毒液的脉冲振荡器电路

1.1.24 蜜蜂分群信号器(图1.26)

人们发现，在蜜蜂分群之前，能听到从蜂房发出一种频率为100—600Hz的蜂鸣音。马上就要分群时，蜂鸣音变成单调的声音，且其频率集中在200—280Hz之间。图1.26中的

装置是一个高灵敏度窄带话筒放大器，它的通频带为 200—280Hz，负载是一只信号灯。第一只晶体管V1的发射极电路连接一个调谐在240Hz的选择性滤波器。第二级具有很高的增益和动态负载，它由晶体管V2、V3按其发射极电路构成。第三级的电路与此相似，但负载是一个也调谐在240Hz的谐振回路。信号从该回路加到由二极管VD1构成的幅度检波器，检波电压送到由晶体管V6和V7构成的直流放大器，其负载是白炽灯H1(6.3V)。

所用元器件：信号器的传感器，是一个电动式送话器，线圈L1、L2绕在III8×6型坡莫合金铁芯上，其空气隙原1.5mm，线圈匝数2000，漆包线直径为 $\phi 0.1$ ；线圈L2在第800圈处有抽头。

调试主要是通过选择打星号的电阻阻值调定各级的直流工作状态，选择电容器C4和C10的容量使回路调谐。

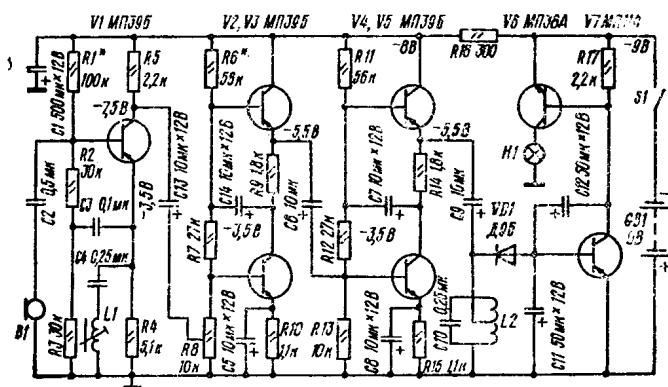


图1.26 蜜蜂分群信号器电路

1.2 医用电子装置

1.2.1 电子失眠治疗仪(图1.27、图1.28)

此仪器是用于个体患者的电子失眠疗仪。它对病人无副作用,对治疗神经衰弱、精神分裂症等神经官能症疗效显著;也用于治疗高血压、心脏无节律、支气管性气喘等病症。所谓电眠疗法,就是在非正常睡眠情况下,通过对人体作用一个弱脉冲电流(0.2mA),使患者进入睡眠或无精神状态。在进行电眠疗时,仪器的一个电极放在患者靠近鼻梁的额部,另一个电极放在后脑勺靠近脖子的部位。电极由两块面积各为 2cm^2 的铅板构成。治疗时把电极缠上纱布,蘸上稀释盐水,然后缠在头部。电流方向按医生处方规定。通常当电流方向是沿所谓上升方向时,患者能较好地进入睡眠状态,这时应把阴极(负极)放在额部,而把阳极(正极)放在后脑勺处。电流反向流动时,治疗头痛效果更好。

该仪器由于其变压器铁芯工作在饱和状态,因而能产生钟形脉冲,其重复频率为 50Hz 和 100Hz 。 100Hz 频率产生的作用有时很强烈,因此为儿童和老年人治疗时不宜采用。

变压器 $T1$ 采用 $\text{III}6 \times 8$ 型坡莫合金铁芯;其初级绕组 1000 匝,所用导线牌号为 $\text{ПЭВ}-0.08$,次级绕组 2000 匝,中心抽头,所用导线同上。为了保证绕组之间绝缘良好,每个绕组分别绕在各自的骨架上,然后套在铁芯的两侧芯杆上。氖灯 $H1(\text{MH}-3\text{型})$ 用于过流保护。电阻 $R1$ 为 10 瓦被釉线绕电阻;脉冲的形状和宽度与该电阻有关。电流和电压值可分别由电阻 $R4$ 和 $R2$ 进行调整。毫安表的量程为 2mA 。仪器在使用之前

必须在初级与次级绕组之间、初级绕组和铁芯之间加3KV的试验电压作击穿试验，这时，绝缘电阻应大约为100MΩ。仪器在使用时必须要有医生值守。

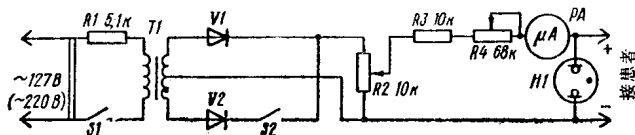


图1.27 电子失眠治疗仪电路

图1.28所示为便携式电眠疗仪。它既可以在固定条件下使用，也可以在由9V电池供电的行军条件下使用。它由间歇振荡器和脉冲变压器组成。振荡器由Π216型（带任何字母标记均可）晶体管V1构成；振荡频率可用R2在1—500Hz范围内调整。治疗时所需的电压和电流可分别用R7和R8调整。所采用的电流表，其量程为1mA。变压器采用截面积为3cm²的坡莫合金铁芯；绕组Ⅰ86匝，导线直径φ0.6；绕组Ⅱ55匝，导线直径φ0.3；绕组Ⅲ98匝，导线直径φ0.1—0.12。该仪器可接头戴式耳机，这样，在治疗失眠和某些其它神经官能症时，可以强化电脉冲对患者的作用。治疗时，在电压为1—16V的条件下，电流可在150—250μA范围内选择；脉冲频率1—200脉冲/秒，并且开始治疗时用高频，然后逐渐把频率降到病人的脉动频率。综合利用几种不同的影响因素（如模拟激浪噪声、拍节器声音信号，以及钾和溴离子等），可以显著提高电子治疗失眠的效果。V2和V3可选用任何小功率整流二极管。

1.2.2 “激浪”噪声模拟器(图1.29)

该模拟器可按图1.29所示的电路构成。它作成是一个附件

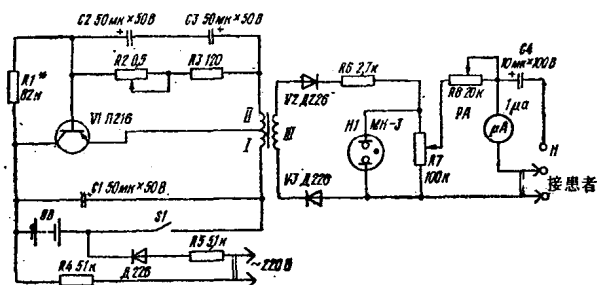


图1.28 便携式电眠仪电路

形式，可以接到音频放大器上。噪声信号源是硅稳压管 V1，它以很小的反向电流工作在雪崩击穿状态。晶体管 V2—V4 组成可变增益放大器，用以放大噪声信号。晶体管 V5 接到 V4 的发射极电路。通过积分电路 R8C4 把一个控制电压加到 V5 的基极，使放器的增益发生变化。该控制电压由晶体管 V6 和 V7 构成的对称多谐振荡器产生，它是一个周期性对称方波。因此，在模拟器的输出端，噪声信号将周期性地涨落，逼真地模拟激浪声。在“输出”插孔可接一个高阻头戴式耳机。所用晶体管的型号为 KT351Д。

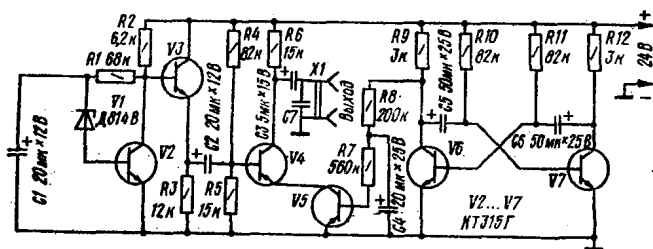


图1.29 “激浪”噪声模拟器电路

1.2.3 下雨噪声模拟器(图1.30)

该模拟器在工作原理上与上述“激浪”噪音模拟器相似。噪声发生器由晶体管V2和稳压管V1构成。晶体管V5、V6组成脉冲振荡器，它产生1—3Hz的脉冲，该脉冲加到晶体管的基极，使晶体管V3的增益发生变化。于是，在输出端出现忽涨忽落的噪声；噪声电平可用电位器R3调整，其音色可通过选配电容器C2的容量进行调整。

所用元器件：晶体管V3—V6型号为KT315，V2型号为KT602A—KT602Г，K-603A—KT603Д均可；稳压管按模拟器输出端上的最大噪声电平选择。

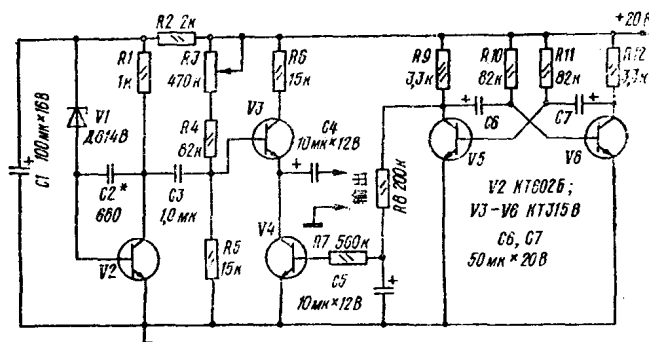


图1.30 下雨噪声模拟器电路

1.2.4 噪声级报警器(图1.31、图1.32)

当室内噪声级超过允许值时，报警器就动作。作为传感器采用送话器B1。晶体管V1和V2组成放大器。由可控硅V3构成门限装置，它的动作门限可用电位器R1调整。一旦噪声信号超过门限电平，可控硅即导通，与此同时晶体管V4和V5也导通，于是电源电压加到指示灯和晶体管V6、V7组成的音

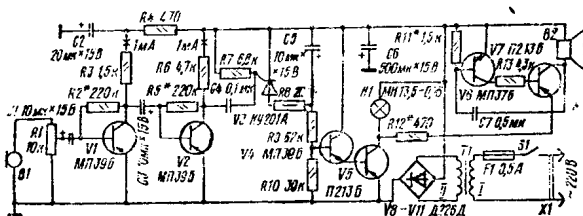


图1.31 噪声级报警器电路

频振荡器上，发出灯光和音响先警信号。这种先警状态一直保持到电容器C5经过电阻R8和导通的可控硅放电为止。

如果采用集成电路，则可以用较少的元器件组成这类报警器。在图1.32所示的电路中，作为传感器采用低欧姆传声器(如МД-47型碳精话筒)，而前置放大器用低放集成电路A1构成。晶体管V5和V6组成门限装置，一旦其输入端上的信号达到某确定电平(动作门限由电阻R3调定)，二极管V3即截止，接着晶体管V5也截止，从而导致晶体管V10截止，在该管集电极中所接的继电器K1断电，其常闭接点把信号盘(灯泡H1—H20)接通。告警指示的持续时间由电路C8、R10、R11、K1的时间常数决定。在该装置中采用了PЭС-10型继

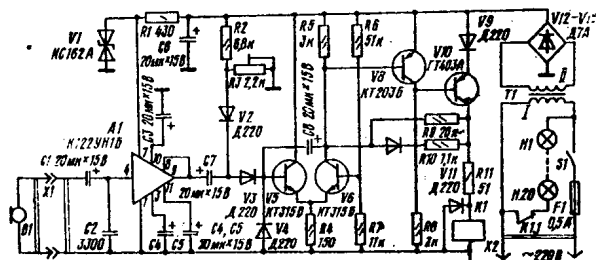


图1.32 具有较少元器件的噪声级报警器电路

电器、电视通用音频变压器TB3-1-2和12V白炽灯。KC162型稳压管可用KC156或KC168型的代替。

1.2.5 听力计(图1.33)

它用于在频率63、125、250、500、1000、2000、4000、8000Hz上测定听觉灵敏度的门限。人类工程学常常采用听力测定法。该听力计的主要部分是一个具有确定频率的音频振荡器，它由晶体管V1、V2按多谐振荡器电路构成，其信号经过晶体管V3加到头戴式耳机。音量由电位器R9调整，R9的度盘按分贝刻度。每班要进行4—5次生理测试研究，同时在该班结束时要记录听觉门限的变化。人的机体负荷越高，这个变化越显著。

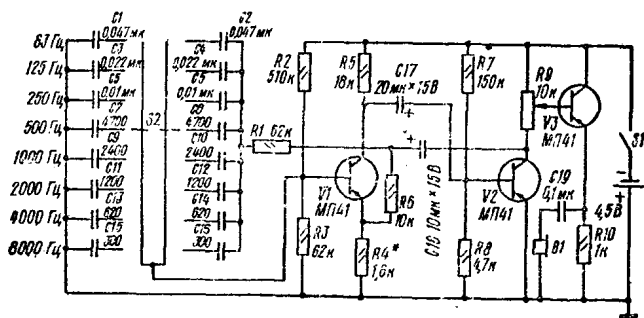


图1.33 听觉门限测定仪(听力计)电路

1.2.6 眼睛疲劳度测定仪(图1.34)

该测定仪能够根据闪烁汇合点临界频率和清晰视觉稳定性来鉴定眼睛的疲劳度。它主要是一个对称多歇振荡器，其输出经过晶体管V3加到灯泡H1。灯泡的闪烁频率由电位器R2调定，R2的度盘按眼睛疲劳度刻度。仪器有两块信号盘罩：第一块具有纯白区域，用以测量闪烁汇合点临界频率；

第二块上，在玻璃的暗背景上有一个被照得明亮的微小客体（例如带有0.2—0.3mm开口的直径5mm的圆环）。被测试者观察该客体，经过一定时间，当他不再能区分环上的开口为止。这样，所经历的这段时间就是疲劳度的相对指标。

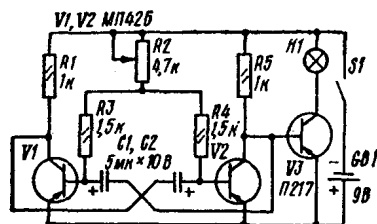


图1.34 眼睛疲劳度测定仪电路

1.2.7 医用温度计(图1.35)

该温度计用于测量人体的温度并能分两档工作。第一档的温度测量范围是 20°C — 44°C ，而第二档用来监测偏离预先确定的温度值，监测范围 $\pm 2^{\circ}\text{C}$ 。

温度敏感元件是一个热敏电阻 R_t ，它接到电桥的一臂；构成电桥的电阻还有 R_1 、 R_2 、 R_3 和 R_4 。电桥的失衡电压由运算放大器A1(型号K153YД1)放大；在该放大器的反馈电路中接有微安表，其满量程刻度为0.1mA。用第一档测量时，可用电阻 R_1 和 R_4 在 20°C 温度下调整电桥的平衡。在第二档，电阻 R_5 被短路，使仪器的灵敏度提高到原来的10倍。在这种情况下，电表指针的满偏转相应于温度变化 4°C 。

用电位器 R_3 可调整运算放大器的同相输入端上的电压，使电表指针处于度盘的中央，以便能监测 $\pm 2^{\circ}\text{C}$ 的温度偏离。构成电桥的各电阻的阻值，在考虑 20°C 温度时的热敏电阻阻值的情况下，可按下式选定： $R_1 = R_4 = R_2 + R_3 = R_t$ 。仪器

由9V电池供电。热敏电阻希望选择20℃温度下阻值在500—5000Ω范围内的小型热敏电阻。这种电阻用一层很薄的环氧胶将引出线精心地绝缘，并用隔离电缆接到仪器的输入端。

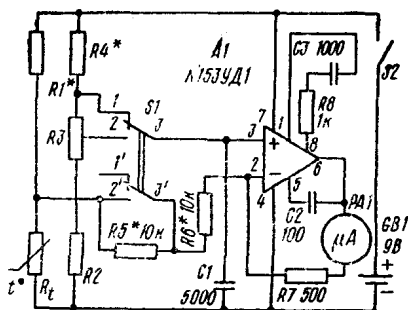


图1.35 医用温度计电路

1.2.8 声码指令自动开关(图1.36)

该装置可安放在重病病人的床头，它能接收一定频率的声音，例如声音“O”的频率为150—300Hz，“a”声的频率是700—1100Hz。调谐到不同声音频率上的几个这类装置一起工作可以打开照明灯、接通呼叫铃和发出其它指令。送话器接到输出变压器(任何无线电接收机的输出变压器均可用)的一个绕组上。

所用元器件： $R1=500\Omega$ ， $R2=33k\Omega$ ；继电器型号PII-4，动作电流1—3mA；电容器 $C2$ 的容量为 $10\mu F$ 。该装置由100V直流电源供电。变压器的次级绕组和电容器 $C1$ 一起构成振荡回路，它的调谐频率决定着该装置能够响应的发声的频率。通过选择电容器 $C1$ 的容量把本自动装置调谐到规定的发声上。

1.2.9 电子保姆(图1.37)

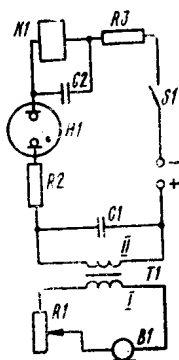


图1.36 声音指令操纵器电路

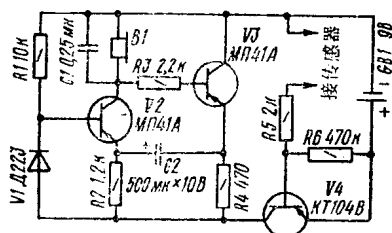


图1.37 “电子保姆”电路

只要小孩包布一湿，该装置就发出信号。其中的传感器是一块面积 $20 \times 30 \text{ mm}^2$ 、厚 1mm 的单面敷箔玻璃胶布薄板，沿其中心线在上边切出一道 1.5—2mm 宽的小槽，把金属箔分隔成两个互相绝缘的电极，电极表面镀银或镀锡。当传感器电阻很大时（薄板干燥时），晶体管 V_4 处于截止状态，信号器所消耗的电流只有几微安。在这么小的消耗电流下，信号发生器的电源处在断开状态。一旦薄板变潮，传感器的电阻减小，晶体管 V_4 导通，于是由晶体管 V_2 和 V_3 构成的振荡器接通电源，发出一种模拟“喵喵”的声音。“喵喵”声的持续时间取决于电阻 R_4 的阻值和电容器 C_2 的容量，其重复频率取决于 R_2 的阻值和 C_2 的容量，而音色取决于 C_1 的容量。

所用元器件：晶体管 V_2 、 V_3 型号 МП40—МП42， $\beta \geq 30$ 的带任何字母标记的均可用； V_4 型号 KT104、KT203、KT361， $\beta \geq 30$ 的带任何字母标记的均可。

1.2.10 空气电离器(图1.38)

众所周知,空气中负离子越多,对人的健康就越有利。森林、瀑布、山中和河流附近的空气,每立方厘米含有700—3000个,甚至有时达15000个负离子,而城市中的住宅,其空气中的负离子数降到每立方厘米不到25个。正离子使人感到疲劳,降低劳动生产率。电离器可使房间或工作场地有充足的负离子,促进血液循环,调整呼吸,提高机体中物质交换的强度,从而改善自我感觉。该电离器(图1.38a)由吊屏(枝形吊架)、直流变换器和倍压器(25kV)组成。直流变换器由晶体管V1、V2(Π217型)构成,它把直流电压变换为频率3—4k Hz的交流电压。晶体管V1、V2带有散热器。吊屏是一个负离子发生器,在高压的作用下,从其针状物上放出负离子。结构上吊屏由金属环构成,其上焊一个由直径0.3—0.5mm裸导线编成的金属网,金属网有尺寸为35—45mm的方栅格,它们构成向下的吊屏凸起部分,在栅格的各角上焊着直径0.25—0.5mm、长40—50mm、磨得很尖的针刺(图1.38b)。在金属环上固定三根直径0.8—1mm的铜导线,它们展开互成120°角,并在吊屏中心的上方焊接在一起。经过5MΩ的电阻把直流变换器的高压接通到该焊接点上。高压器采用电视机行输出变压器的铁氧体铁芯,其绕组Ⅰ有14匝,导线直径 $\phi 0.8$,中心有抽头;绕组Ⅱ6匝,中心有抽头,导线牌号相同;绕组Ⅲ8000—10000匝,导线直径 $\phi 0.08$ —0.1。绕组Ⅲ在绕制时每800匝套一层1mm厚的绝缘质;在绕组Ⅰ和绕组Ⅱ之间也垫这样一层绝缘。绕制好的变压器用环氧树脂灌注好。吊屏用绝缘子吊装在棚顶上,离地板高度2m左右。直流变换器和倍压器装在封闭盒中,然后固定在吊屏的附近,而电源可固定在任何方便的位置。安装变换器的底盘要接地(用导线连接到水管上)。

整流管应选用耐压10kV的硅柱。

用下边的方法可以检查电离器的工作情况：把一块棉花拿到靠近吊屏0.5—0.6m远的地方，当电离器工作正常时，棉花应被吊屏吸引过去。在电离器接通的情况下，不应出现臭氧、氮的氧化物等的任何气味。房间里每日的负离子加工剂量按时间估量应不少于30—50分钟。使空气电离有利于大、小畜类的健全发育和提高产量，减少牲畜的疫病，增加质量，提高奶中脂肪含量。大的房间应安几个电离器，它们之间的距离约为3—5m。

虽然高压电流非常小，对人的生命并不危险，但是在电离器工作时还是必须要小心，离吊屏的距离要大于1—1.5m。

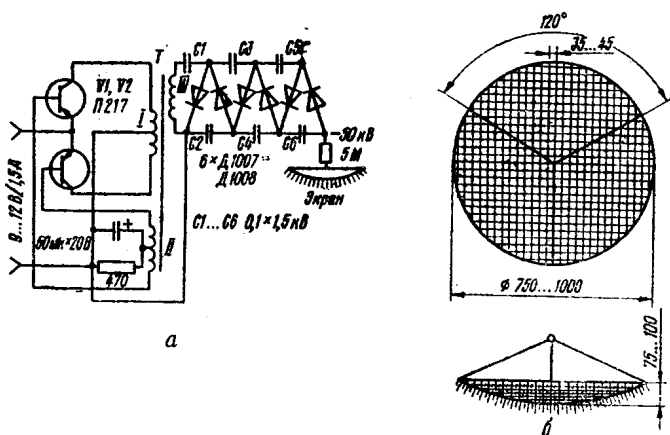


图1.38 空气电离器 a) 电路图 b) 吊屏结构

1.2.11 测定人激情状态的仪器(图1.39)

它用于侦讯业务。例如，犯罪分子撒谎和否认犯罪事实，都要伴随着神经紧张，引起血压升高及其它各种不同生理现

象。

现代技术设备在大约85%的情况下能准确地判定罪犯回答的真伪。该设备由一整套灵敏的测试仪器组成，它们都接到相应的压力传感器上。带有这类传感器的弹性手镯固定在肘部上方，在自动记录仪上可以得到脉搏变化和血压变化的记录。放在乳房高度部位的传感器可以反应呼吸的节拍，记录仪可将此记录下来。但是在无线电爱好者的实践活动中，非常简单的是记录手上和腕部皮肤电阻的变化。测试时把两个宽约20mm的导电条状电极用胶带固定在(腕部，手掌，颈部)皮肤上，两极之间的距离10—15mm，然后向被测者提出一系列的问题，令其回答“是”或者“不是”。根据判读自动记录仪的记录结果或电表指针的偏转情况，确定机体对正确的回答和分明是假话的反应。

图1.39所示的简化仪器电路具有很高的灵敏度，能够察觉出被测者蓄意撒谎时哪怕很微弱的忐忑不安的心情，并对皮肤电阻的变化作出反应。在正常状态下，皮肤的电阻为3—100k Ω ，而在心情紧张时该阻值大约变化5%。

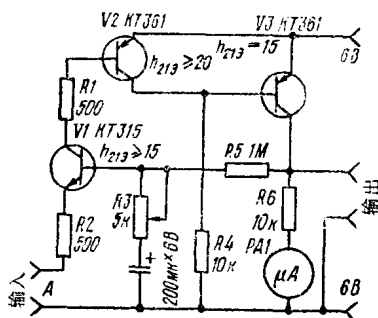


图1.39 人激情状态测试仪电路

仪器的输出端子接检流计或自动记录仪。仪器的灵敏度由电阻 R_1 调整。本设备可用于做心理学试验和口头问答比赛。

1.2.12 口吃症治疗仪

为了治疗各种语言能力缺陷（口吃，口齿不清，带难听的鼻音），近来人们采用“语言延迟”方法。凡是掌握了磁记录技术的有经验的无线电爱好者，从技术上都能实现这种方法。“语言延迟”法就是使患者经过一定的延迟再听到自己讲的话。对于每个患者，最佳延迟时间需要单独选定，大致范围在80—180ms之间。在系统地使用该仪器的情况下，患者听见自己的讲话并不断的进行校正，经过一段时间以后，患者的语言功能会有显著改善，但是语音会多少有些拖长。当在磁带录音机的基础上制作该种仪器时，患者说的话必须录制在闭合的环行载体上。在离录音磁头一定的距离上安装放音磁头，信号从其输出端取出经过放大以后送到耳机或扬声器。重放信号的延迟取决于录音磁头和放音磁头之间的距离，以及载体的运行速度。录上的信号重放以后就抹掉。重放信号的延迟时间可通过改变磁性载体的牵引速度平滑调整，或通过安装几个放音磁头间断地调整。无线电爱好者应该在磁带录音机中考虑到这种调整的可能性。为了消除声音正反馈，要录的信号应该借助喉头送话器送出，该送话器固定在脖子上，也可用耳机代替喉头送话器。

1.2.13 穴位(针刺点)探测仪(图1.40)

在人体的表面存在着大量的所谓生物活性点(穴位)。用针刺、按摩、加热、通以电流、超声波和激光束辐射等方法作用于这些活性点，可以治疗许多疾病。这些点还可用于止痛和诊断。特别引人注目的是耳廓代面上的活性点，它们可

以用于诊断和治病(耳诊)。在健康人的耳廓上找不到导电率过高的部分。但是当某些器官发病时,在耳廓上与这些器官相对应的那些活性点上,将会出现直径达1mm的导电点。利用耳廓上这些点的特性,可对一些疾病当其症状还未明显表现出来的时候提前进行诊断。对这些活性点施行针刺或电针疗法必须遵循医嘱或在医生的监视下进行。生物活性点在皮肤上的分布具有非常确定的位置。人皮肤上这些点的数量很大(700多),所以寻找起来是很困难的。在关于反射疗法的一些参考书中,就这些活性点的位置都有介绍。但是,只有那些能测定出皮肤上某些部分的电导率增大了的仪器,才能准确地探测到这些点。

穴位探测仪电路如图1.40所示。它包括比较器、电子开关和音频振荡器。比较器由K140YД7型运算放大器(OY)构成,电子开关由晶体管V1构成,其型号为KT349B;音频振荡器由晶体管V2、V3、V4构成,它们的型号分别为KT349B和KT315B。皮肤电阻在A、B两点之间进行测量。与A点相连的无源电极是一个直径20mm、长85mm的空心圆铝管;有源探测器与点B电气上相连,做成钢笔形,具有金属针尖。在探测时,手握无源电极,用有源探测器寻找相应的活性点。皮肤电阻和电阻器R1构成分压器,它与运算放大器的同相输入端相连。电阻R3、R4和电位器R构成基准电压分压器,基准电压从此分压器加到运算放大器的反相输入端。如果A点的电压变成大于反向输入端上的电压,则运算放大器的输出电压(大约9V)使晶体管V1截止。当A点的电压低于反相输入端上的电压时,则晶体管V1导通,于是晶体管V2—V4构成的音频振荡器接通电源。

应用仪器探测穴位时,患者用一只手握着无源电极,把

有源电极接在要寻找穴位的部位，预先要把这个部位的皮肤抹上酒精。把电位器 R 的调整旋钮调到这样的位置，即当探测器触到活性的、电阻最小的点时音响振荡器应发出信号，而当探测器触到活性点以外的部位时，应该没有信号指示。用仪器探测的动作要快，因为通过皮肤和皮下组织哪怕有很小的电流，都会引起皮肤电阻的变化。探测电极触及皮肤不同部位用力要一样。这两个条件以及正确选择仪器的灵敏度，在很大程度上决定着探测生物活性点是否能成功。

在直流条件下，皮肤上不同点的电阻是不同的，并可能在几百千欧姆到几兆欧姆的范围内变化。因此，为了改变仪器的灵敏度，其中考虑了必要时可用开关 $S1$ 接入电阻 $R2$ 的可能性。仪器由9V电池供电，所消耗的电流大约为5mA。

如果采用发光二极管作信号显示，则仪器的电路可以简化。这时，发光二极管通过470 Ω 的电阻接到运算放大器的输出端和9V电源之间；晶体管 $V1$ 和音响信号装置可以去掉。但是灯光显示可能不如音响信号方便。

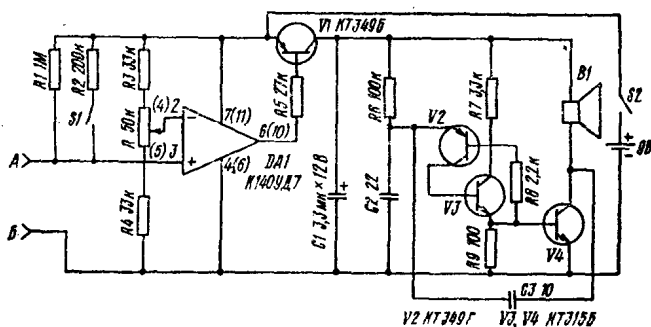


图1.40 穴位探测仪电路

1.2.14 电针灸仪(图1.41)

近些年来电针疗法被证明在医学上是一种有效的方法，并常常用于碰伤和外伤时止痛(电针刺麻醉)。

电针灸仪的电路示于图1.41。它产生单极性矩形脉冲，其重复频率、宽度和幅度均可调。主控振荡器由晶体管V1(型号KT349)和V2(型号KT316B)构成，它产生前沿很陡的正极性窄脉冲。脉冲的频率可用电位器R1在12—100Hz范围内平滑调整。晶体管V3和V4(型号KT316B)构成单稳多谐振荡器，

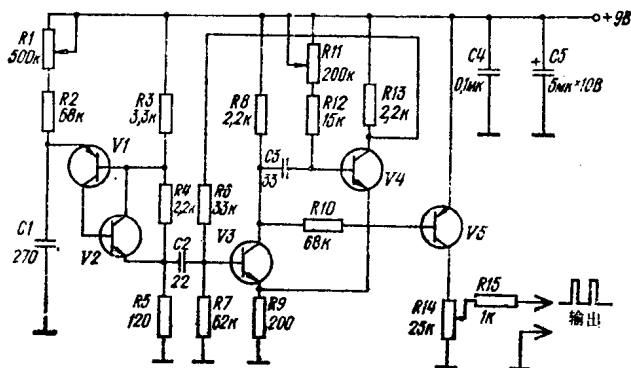


图1.41 电针灸仪电路

它由主控振荡器产生的脉冲触发工作。输出脉冲的宽度可用电位器在0.4—0.45ms范围内调整。晶体管V5工作在开关状态。输出脉冲的幅度用电位器R14调整。电阻R15保证晶体管V5在输出端短路的情况下不过载。

所用元器件：两个电极，无源电极和有源电极。无源电极与仪器的输出端相连，由患者拿在手中；有源电极与接地母线相连，治疗时触在穴位上。利用该仪器进行治疗必须遵

从医嘱和在医生的监视下进行。治疗时必须要注意病人的反应。电刺激脉冲的频率和幅度根据病人的主观感觉进行适当选择,短时间的治疗采用低频、大幅度(接近最大值)宽脉冲。所引起的感觉可能是稍微有点痛。采用窄脉冲和重复频率很高时,要减小脉冲的幅度并增加疗程的时间。用电针刺法止痛时,选择相应的脉冲,即以它能引起相应部位轻微麻木或失去感觉为度。

根据研究,用电脉冲刺激手上的“合谷”穴,可在几分钟内使各种原因引起的头痛明显减轻。在某些情况下,用电脉冲短时间的直接刺激疼痛点就可以了。经验证明,综合作用于“合谷”穴和“足三里”穴效果更好。刺激这两个穴位能改善整体健康状况,调整机体内对生命至关重要的一些生理过程的平衡。

1.3 电子游戏机和电子玩具

1.3.1 游戏机“谁最快?”(图1.42)

它能确定谁的反应最快。参加游戏的人数2至4人。该游戏机由4个操纵台、一个裁判台和一个灯光显示盘组成;每个操纵台上为游戏者安装一个按钮($S1-S4$),显示盘装有灯泡 $H4-H9$ 。

该游戏机的工作如下:裁判员按下开关 $S8$ 的按钮,接通指示灯 $H3$,向参赛者发出开始信号,通过接点 $S5$ 、 $S6$ 接通的诱导信号灯关掉。对开始信号第一个作出反应的参赛者,通过自己的开关($S1-S4$ 中相应的一个)接通继电器,其接点($K1.1-K4.1$ 中相应的一个)使该继电器自锁。接点 $K1.2-K4.2$ 将参赛者的所有按钮断开电源,而 $K1.3-K4.3$ 中一个相

应的接点接通自己的指示灯($H4, H6, H8, H9$ 中的相应一个)和显示盘“赢了” $H7$ 。按钮 $S7$ 用于释放复原。

所用元器件:继电器,其绕组电阻不小于 $6k\Omega$,有两组用于接通的接点和一组用于断开的接点;它的工作状态应调整得这样:当它吸合时首先闭合自锁接点,然后断开常闭接点。开关 $S8$ (型号 $\Pi 2K$)和按钮原设计电压不小于 $220V$,灯泡 $H1-H3$ 设计电压 $220V$ 、功率 $15W$, $H4-H9$ 设计电压 $110V$ 、功率 $8W$ 。 $V1-V8$ 为任何小功率整流二极管。

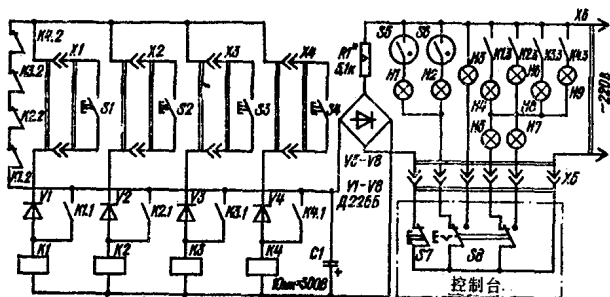
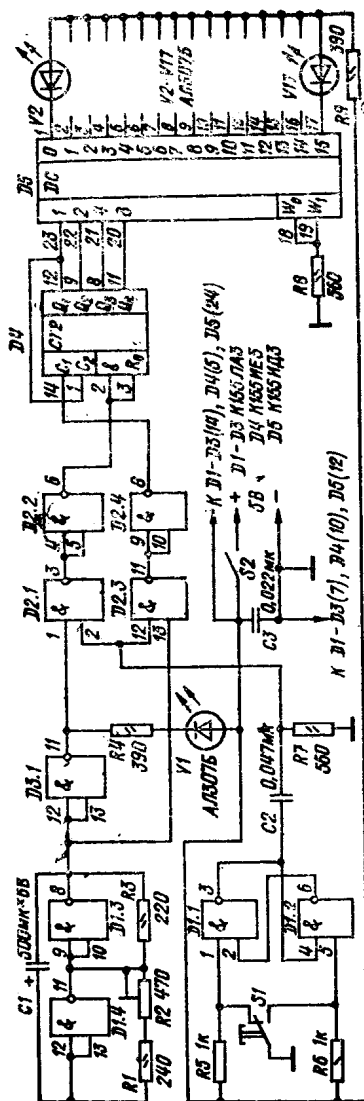


图1.42 游戏机“谁最快?”电路

1.3.2 “反应”游戏机(图1.43)

它用来测定人的反应。与游戏机“谁最快?”不同,在“反应”游戏机上可以一个人玩。灯泡每点亮一次,试验者应把预先按下的按钮放开一次。该游戏机由5块K155系列的集成电路组成。

由集成电路 $D1.3$ 、 $D1.4$ 组成脉冲振荡器,脉冲的重复频率大约 $1Hz$ 左右。 $D3.1$ 是倒相器,脉冲加到其输入端,其输出端通过电阻 $R4$ 接到光电二极管 $V1$ 。信号从脉冲振荡器和倒相器同时加到由集成电路 $D2.1$ 、 $D2.3$ 组成的重合电路的输入



端。送到这里的还有来自按钮S1的允许信号。为了消除按钮颤动造成的影响,允许信号经过由集成电路D1.1和D1.2组成的消颤电路送到重合电路。当来自按钮的单个脉冲与光电二极管点亮的时刻重合时,集成电路D2.3被置到零状态,该状态信号经过倒相器D2.4作用于计数器D4,使其计数的内容改变一个单位(内容加1)。计数器D4计数状态的二进制码由多路解调器D5译成十进制码,由光电二极管V2—V17显示;实际上显示的是按钮信号正确的次数。当在光电二极管点亮以前或以后放开按钮时,集成电路D2.1动作,它把计数器置入零状态,于是游戏不得不重新开始。二极管的闪亮频率可用电阻R2在不大的范围内调整。

1.3.3 玩具“电子骰子”(图1.44)

它是一个游戏机,是利用随机数1—6产生器使比赛伙伴通过抽签决定表演、走着、出牌等比赛次序。该玩具由MTX-90型闸流管构成,实质上是一个循环计数器,在任何时刻只有其中一只管点燃。管子的开关切换速度大约为100Hz,因此,在计数器停止计数(把按钮S1放开)以后,六个管子中的任何一个都以相同的机遇仍然保持着点亮状态,而该点亮着的管子的编号则表示出“骰子”出现的点数。振荡器采用闸流管H7。电容器C7和C8为纸介或金属化纸介电容器,工作电压不低于300V。

1.3.4 游戏机“你信不信?”(图1.45)

这里所说的游戏类似于大家都熟悉的玩牌游戏。把一副牌在两个玩的人之间平分。每个人要想赢了对手,必须把自己手里的所有牌转到对方手里。第一个出牌的人把牌的背面朝上一放,然后叫这张牌的名字,他叫的牌名可能是对的,也可能是错的。对手应该回答他相信不相信出牌者叫的牌名。

这时可能出现以下情况：1)出牌的人叫的牌名是对的，对手同意——回答说“我信”，这时牌留在出牌人手里；2)出牌人叫的牌名不对，对手不同意——回答说“我不信”，这时牌也

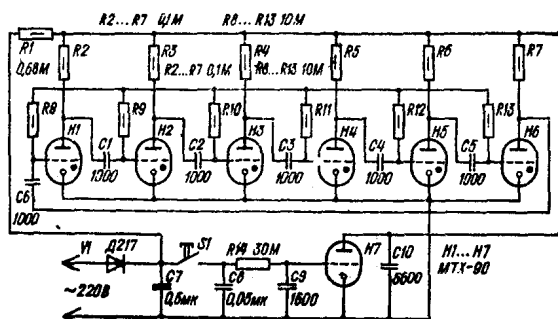


图1.44 玩具“电子骰子”电路

留在出牌人手里；3)出牌人叫的牌名是对的，而对手不同意——回答说“我不信”，这时这张牌转给对手，如此作下去。

整个组合数取决于 3 个因素：出牌人所叫的牌名是对的还是错的，就是说出牌人到底出的是什么牌，还有对手的回答是什么。因此组合数等于 $2^3=8$ 。实现玩牌算法的电路如图 1.45 所示。

游戏机有两个操纵台，两个游戏者各占一台。每个操纵台都有两个按钮（“我信”，“我不信”），一个具有“0”或“1”两个位置的钮子，两个显示盘显示“您赢了”、“您输了”。电路主

要由两个步进选择器和一个继电器组成。其工作过程如下：比如说，游戏者A把钮子开关拨到“0”位置并说“0”，这时他的对手b把自己的钮子开关拨到“0”位置并按下开关按钮“我信”。在这种情况下，步进选择器ⅢⅡ2的绕组通过按钮S1的常闭接点和继电器K1的接点接通电源，步进一步，给对手B记一分。在A出完了这次牌之后，游戏者b接着出牌。假如，b把钮子开关置在“1”位置，而说“0”；对手A把自己的钮子开关置在“0”位置。这时继电器K1的供电电路处在断开状态。如果A相信B并按下按钮S3“我信”，则会构成这样电路：电源的正极，继电器K1常闭接点，步进选择器的绕组，电源的负极，于是给B记一分。游戏就这样继续进行下去，一直到显示盘“您输了”或“您赢了”点亮为止。

卸放按钮S5用于把步进选择器置入起始状态。按钮S5按下时，经过步进选择器的常闭接点，它的接触片Ⅱ2以及动接点，电源的正极接到步进选择器的绕组上，于是它们动起来并转入起始状态。

该机中采用的主要元器件有：带有一个常开接点的按钮，带有两组开关接点的继电器K1，其工作电压25V，带一个可闭合接点的按钮S5和26V白炽灯。

1.3.5 游戏机“猜测能手”(图1.46)

如果把下列计算结果送入该机，则它可以正确无误地给出您预先想好让人猜的两个一位数：第一个想好的数乘以5加上8，把二者之和乘以2，所得结果再加上第二个想好的数。想好的两个数用 x 和 y 表示，上述运算可写成下式形式：

$$(5x+8)2+y=10x+y+16$$

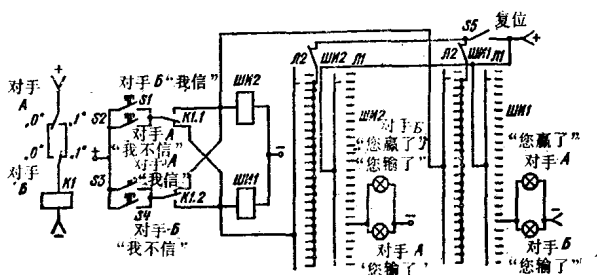


图1.45 游戏机“你信不信”电路

可见计算结果总是比和大16。因此，如果从得到的结果中减去16，就得到一个两位数，其中十位数就是想好让人猜的第一个数，而个位数是想好让人猜的第二个数。

该机器是这样实现的：通过开关把计算结果置入机内以后，显示器就会以荧光显示出一个数字，它比置入的数字小16。如果在利用想好的两个数完成计算以后，再把数字——计算结果置入机器时，跟踪一下电流通过开关的路径，我们就不难确信这一点，机器由交流电网供电，数字显示器由经过二极管V2整流的脉动电流供电。由二极管V1构成的同类整流器为继电器K1的绕组供电。如果计算结果的个位数不大于5，则送到K1绕组上的电压要经过开关S3.1。继电器中应有9组开关接点。可以采用几个继电器，把它们的绕组串联起来，并用电阻调定吸合电流。带绝缘片的开关有11个位置。

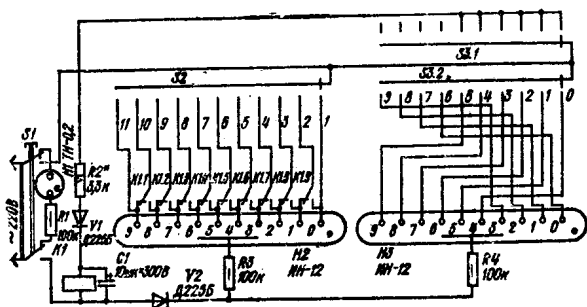


图1.46 游戏机“猜测能手”电路

1.3.6 游戏机“渡河”(图1.47)

游戏方法是按一种古老的逻辑命题构成的,这个命题是:有一只狼、一只山羊和一棵圆白菜需要运到河的对岸,要求摆渡船工用一条有两个位置的小船设法摆渡,以便使狼和山羊或山羊和圆白菜不同时处在一个岸边。

能够实现上述游戏条件的设备由逻辑部件(由集成电路 $D1$ 构成)、开关元件 $S1-S5$ 、声音信号指示部件(由集成电路 $D2$ 和 $МП38$ 型晶体管构成)组成。它由 $4.5V$ 电池供电,消耗电流 $50mA$ 。摆渡状态由开关 $S1-S4$ 的位置设定。当按下开关 $S6$ 时,逻辑“0”电平从开关的输出端加到逻辑部件集成电路 $D1.1$ 、 $D1.2$ 、 $D2.1$ 、 $D2.2$ 的输入端。当出现危险状态时(狼和山羊或山羊和圆白菜同时在一侧岸上),逻辑部件产生误差信号。在这种情况下,在集

成电路D1或D2的输出端出现逻辑“0”信号，使其中一个光电二极管点亮，对险情发出告警信号；同时把逻辑“1”电平加到声音指示信号发生器的允许输入端，发出声音告警信号(这个信号可用开关5关掉)。该发生器按多谐振荡器电路构成，信号从其输出端经过功率放大器V3加到电动扬声器B1。音量可用电位器R6调整。在斟酌设置状态时，可用开关暂时断开电源，以便不消耗电源能量。在游戏开始前，开关S1—S4所处的位置应使狼、山羊、圆白菜和摆渡工在同一岸上。

在设备的前面板上画有河流，并在它的边上并列安装着开关：“摆渡工”、“山羊”、“狼”、“圆白菜”。在河的对岸安装着光电二极管，它们一点亮就表明某一岸上发生了险情。在面板的一个角上安装着按钮“渡河”和关掉声音告警的钮子开关。

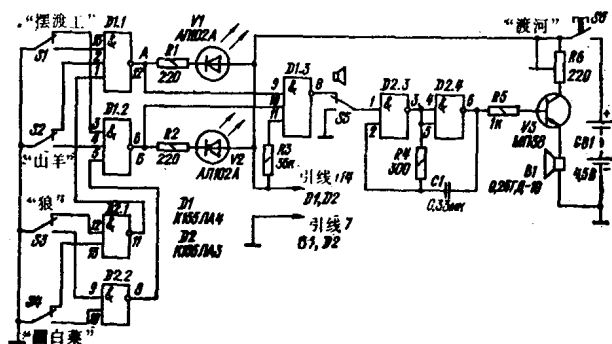


图1.47 游戏机“渡河”电路

1.3.7 “布谷鸟叫”模仿器(图1.48)

模仿器包括由晶体管V1、V2构成的主控振荡器。晶体管V7、V8组成布谷鸟第一音调和第二音调产生器，它们受由

晶体管V3—V6组成的偏置电压形成器的控制。晶体管V9、V10构成音频放大器。整个模拟器由9V电池供电(如“皇冠”牌电池)。电容器C16用于防止经过电源耦合产生自激。通过把磁铁靠近密封接点S1的方法来接通电源。

所用元器件:晶体管V1和V2的静态电流传输系数应不小于40; V3—V6的应不小于20; V7—V8的应不小于90; V9—V10的应不小于60。输出变压器可采用任何晶体管收音机的输出变压器,这里只用初级绕组的一半。电动式扬声器B1,其功率为0.1—0.5W。

模拟器的调试从音调产生器开始。通过选配电容器C7、C8的容量和电阻R13的阻值来调定第一音调产生器的频率,通过选配电容器C10、C11的容量和电阻R18的阻值调定第二音调产生器的频率。音量用电阻R24调整。音调产生器的持续工作时间通过选择电容器C4、C5的容量来调整,而咕咕叫的

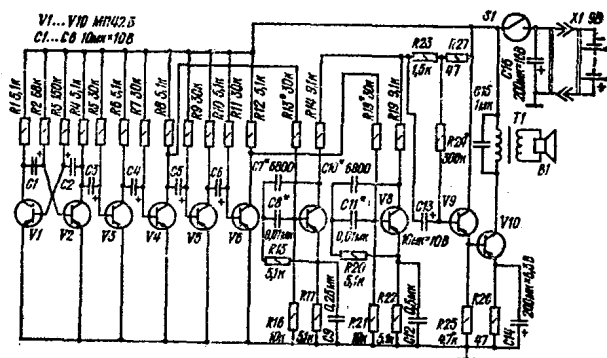


图1.48 “布谷鸟叫”模仿器电路

周期性通过选配电容器C1和C2的容量调整。

1.3.8 猫“咪咪”叫声产生器(图1.49)

它包括一个频率0.2—0.3 Hz的低频方波脉冲产生器和一个频率600—800Hz的正弦波产生器。方波产生器控制正弦波产生器的工作。方波产生器由晶体管V1和V2按非对称多谐振荡器电路构成；它产生的方波脉冲经过R5对电容器C3充电，该电容器把偏置电压加到晶体管V3上。V3构成RC振荡器，该振荡器在偏置控制电压的作用下产生频率800Hz的幅度衰减振荡。晶体管V4构成音频放大器。振荡器的调整归结为选配电容器C3的容量，以便逼真地模拟“咪咪”声；选配C1和C2的容量来调定叫声之间的间歇长度；选配C4、C5的容量和R5、R8的阻值来调整音调的高低。

所用元器件：变压器TP1，可采用任何一种晶体管接收机的匹配变压器，或按下列参数自己制作。初级绕组450×2匝，导线为 $\phi 0.04$ (直流电阻700 Ω)，次级绕组100匝，导线直径为 $\phi 0.23$ ($R=2.3\Omega$)，铁芯规格III4×8；电源为9V电池。

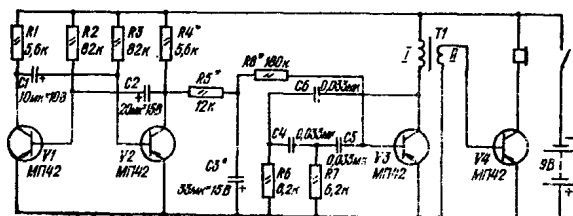


图1.49 猫“咪咪”叫声产生器电路

1.3.9 母鸡叫声产生器(图1.50、图1.51)

它能模拟母鸡咯咯叫声。该产生器有一个可控音频振荡器Г3Y，它由晶体管V11按自耦变压器电路构成；其频率2—

2.5kHz, 由 LC 回路的参数和电阻 R_{15} 、 R_{17} 的阻值决定; 其直流工作状态由 R_{14} 调定。音频振荡器受工作频率4—5Hz的多谐振荡器 $MB2$ 的控制。多谐振荡器 $MB1$ 是一个同步器, 它给 $MB2$ 以允许工作信号, 同时切换音频振荡器的相应元件, 以保证它的频率能按要求那样改变, 因为“咯—咯—咯”叫声在频率上应比接着的“哒”声低得多。为了更逼真于母鸡的叫声, 在两个“咯—咯—哒”的叫声之间应有0.5—0.6s的间歇, 它由硅晶体管 $V7$ 和 $V8$ 组成的间歇部件 ΠY 来保证。 ΠY 的电路类似于单结晶体管电路。

多谐振荡器 $MB1$ 和 $MB2$ 分别由 $V2$ 、 $V3$ 和 $V5$ 、 $V6$ 构成, 两者的电路相似, 只是其定时元件不同。为了消除负载对频率的影响, $MB1$ 的输出信号经过 $V1$ 和 $V4$ 构成的发射极跟随器送出。音频振荡器由晶体管 $V14$ — $V18$ 按无变压器电路构成, 能保证负载电阻 6Ω 和静态电流20—25mA的条件下输出0.5W的功率。 R_{18} 、 C_{11} 、 C_{10} 构成的电路为一低频滤波器。

“咯—咯—咯”声和“哒…”声持续时间之比通过电阻 R_3 调定; 单个“咯”声的持续时间由电阻 R_9 调整; 叫声频率和音色在 C_7 、 C_8 容量不变的情况下, 用 R_{17} 来调整; 间歇长度由 R_{11} 来调整, “咯—咯—咯”声和“哒…”声的音量之比由 C_{11} 调

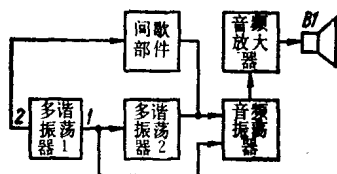
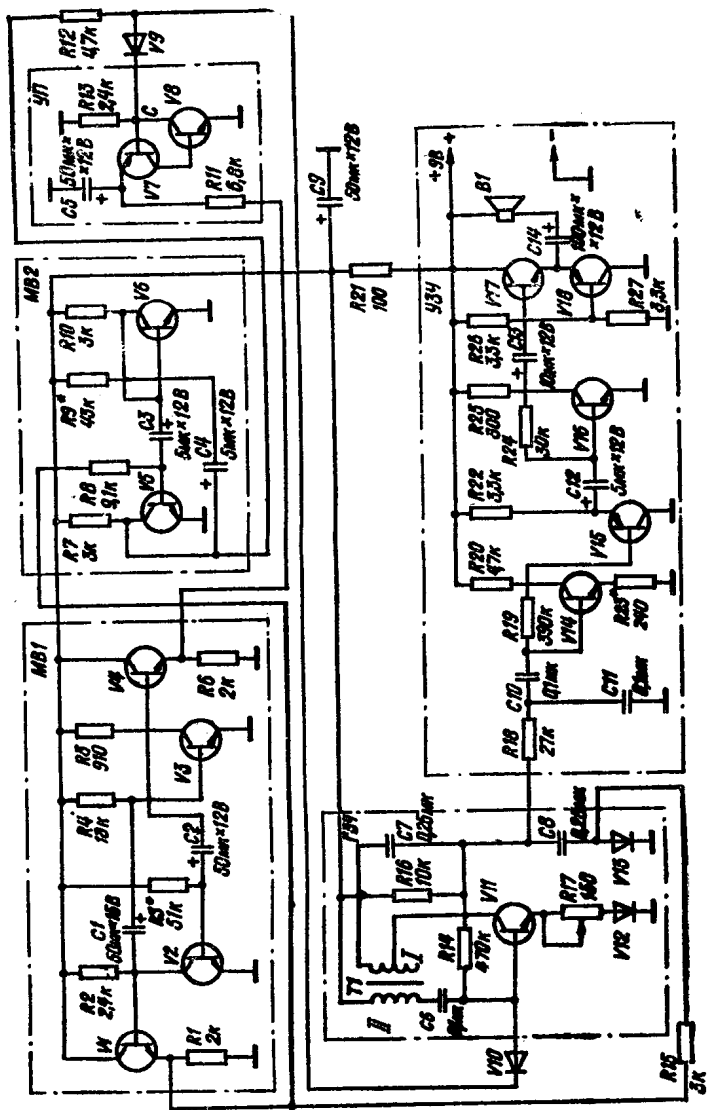


图1.50 母鸡叫声产生器方框图



整。

所用元器件：晶体管可采用小功率硅管，V17和V18采用中功率管。变压器T1可用任何晶体管接收机的输出变压器。

1.3.10 电子夜莺(图1.52)

此装置能模仿夜莺的叫声。它包括4个相互耦合的多谐振荡器。由晶体管组件V3构成的振荡器(V3.1和V3.2)产生高频振荡，该高频信号由V3.3和V6—V9构成的音频放大器放大，然后由电动式扬声器B1放音。晶体管组件V2(V2.3, V2.4)组成一个多谐振荡器，产生频率5Hz的振荡去控制上述高频振荡器的工作。该振荡器模仿频繁的啼叫。由晶体管V3.1、V3.2组成的多谐振荡器在晶体管V2.4截止时才工作。当V2.4导通时，V3.2的基极处于与共用导线相连的状态，因为第一个多谐振荡器的振荡中断。该多谐振荡器还受由V1.1和V2.1组成的频率1Hz的多谐振荡器的控制。而后一个多谐振荡器本身又受由V1.1、V1.2组成的多谐振荡器的控制，后者产生重复周期为6—8s的振荡。晶体管V1.3和V2.3组成放大器，对控制振荡器所产生的脉冲进行放大。

因此，借助4个多谐振荡器组成的链路形成了夜莺啼叫，从单一的啼啼叫开始，转到纯正清晰的啼叫，最后以音调快速抑扬婉转而终止。

所用元器件：2HT172型晶体管组件可用带任何字母标记的KT312、KT315型晶体管代替。稳压器(中V5构成)和音频放大器可采用晶体管МП39—МП42(V5, V6, V9)、МП37和МП38(V7, V8)。

调试主要是选配各个多谐振荡器的电容，通过先配由V1.1和V1.2组成的多谐振荡器基极电路中的电阻R2和R3来校正“呀呀”啼叫。模仿器由9V电池供电。

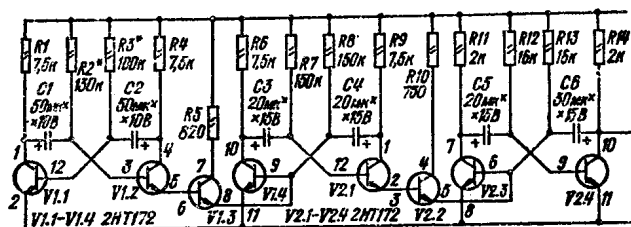


图1.52 电子夜莺电路

1.4 电子音乐装置

在很多电子乐器中，音调高度的控制是通过采用指板（在吉他合成器中）、键或按钮键盘这种非接触方式实现的。电子吉他是的电子乐器之一，它至今还受着普遍的欢迎。

1.4.1 电子吉他(图1.53)

此装置的电路包括：拉杆天线W1，90kHz 固定频率非可控振荡器(由晶体管V1按电容反馈电路构成)，可控振荡器(由晶体管V2按上述类似电路构成)，音色形成电路L5C13，放大器(V5)，检波器(V6)，两级键控器(二极管V11、V12和晶体管V15)；声音“冲击”和“衰减”形成器(由电阻R28—R33、电容器C24—C26和二极管V16、V17组成)，音量踏板调节器(R34)。

它的工作原理是基于，当两个振荡器的信号在非线性元件中混合时，在此元件的输出端能分离出差频(拍频)信号。当其中一个振荡器失谐时，拍频将相应于失谐量而变化。演

奏者把手靠近天线造成振荡器失谐，可使拍频在乐曲音阶的声音范围内变化。这时由于天线回路电容量的变化，可控振荡器的频率可从 90.016kHz 变到 94kHz。手愈靠近天线，两个振荡器的频率相差愈大，因而声音愈高。回路 $L2C8$ 与线圈 $L3$ 、 $L4$ 和天线 $W1$ 的电容构成的输入回路电感耦合。这两个线圈的耦合程度决定着乐器采用的音频范围。拍频电压在音色形成回路 $L5C13$ 上分离出来，其频率范围为 16—4000 Hz。用电容器 $C13$ 可把回路调谐到两个振荡器信号的更高谐波上。当该电容器处在最大容量位置时，回路中只有信号的基波，而在其它位置时还有高次谐波。为了使两振荡器去耦和消除对回路 $L5C13$ 的旁路作用，采用了 $R5$ 和 $R10$ 。晶体管 $V5$ 构成拍频信号放大器。电容器 $C15$ 用于提升频率特性的高次谐波频率部分。拍频信号由三极管检波器检波，检波后得到的基音和陪音加到键控器。由于采用了两级衰减（第一级由二极管 $V11$ 和 $V12$ 构成，第二级由晶体管 $V15$ 构成），因此键控器能保证可靠地闭锁（不低于 -60dB）。

键控器靠按钮 $S1$ 接通。当按钮 $S1$ 没有闭合时， $V11$ 和 $V12$ 没有加上开启电压，因而它们处于截止状态，这时键控器的输出端没有信号。当按钮闭合时，开启电压加到上述两个二极管上，于是晶体管 $V15$ 的基极上出现音频信号。电阻 $R22$ 、 $R24$ 、 $R26$ 和晶体管 $V15$ 组成电桥；在该电桥的一个对角线上接输出变压器的初级绕组；另一对角线，在按钮 $S1$ 闭合时，经过声音冲击和衰减形成电路接稳压电源电压。稳压器由晶体管 $V13$ 构成。如果电桥处于平衡状态，则配电电流不能流过变压器 $T1$ 的初级绕组，因此，在键控器输出端没有信号。电桥的平衡由电阻 $R26$ 来调整。声音的冲击和衰减是靠电压的上升和下降持续时间不同来形成的，持续

时间由RC电路产生，R31和R32分别调整上述两个电路的时间常数。若通过开关S3把电容器C26与C25并联起来，则可以增加衰减。这个状态用于模仿夏威夷吉他声。

整个装置由稳压电源供电。稳压器由晶体管V13和稳压管V14按参数稳压器电路构成。消耗电流达100mA。

这里所用的都是小型标准元器件，自制的只有线圈和变压器。线圈L1、L2绕在电木、聚苯乙烯或氟塑料制的骨架上。骨架的外径7mm，高33mm，在离骨架底部8—10mm的部位上装有两个夹板，它们之间的距离约9mm；骨架内径取决于粗调谐用的铁芯直径。线圈L3绕在有两个夹板的骨架上，骨架外径9mm，内径大约7mm，精确尺寸取决于铁氧体磁芯；夹板外径28mm，两个夹板之间的距离5mm。变压器

表1.1 变压器和电感线圈参数

电路中的标记	匝数	导线直径 ($\Pi\Phi B.1$)	电感量	铁芯
L1	450	0.12	1.1	CHT-1, 600HH
L2	450	0.12	1.1	CHT-1, 600HH
L3	直到绕满骨架	0.12	58	CHT-1, 600HH
L4	350	0.12	27	1500HM3 B18*
1—2	12	0.23	1.5	
2—3	55	0.23	30	1500HM3 B18*
T1:				
1—2	1450	0.08	—	2000HM1 B36**
3—4	2320	0.08	—	
T2:				
3—2—1	1270 + 930	0.23	—	变压器钢
		0.17	—	
4—5	136	0.64		III16 × 31

* 内部间隙0.1mm

** 没有间隙

和电感线圈的参数列于表1.1。天线是晶体管收音机的拉杆天线。

调试。第一步是确定各晶体管的直流工作状态。第二步是对振荡器的回路进行调谐，具体方法是：把示波器经过一个 $100-300\text{k}\Omega$ 的电阻接到晶体管V1和V2的集电极，一边调线圈L1—L3的铁芯，一边在示波器屏幕上观察李沙茹图形。然后用一个等效电容($10-15\text{pF}$)代替天线，并使耦合线圈距回路线圈3mm，转动线圈L2和L3的磁芯，使两个振荡器的振荡频率相等。音色电路的调整方法是：使电容器C13处在容量最大位置，把示波器接到晶体管V5的集电极，微调线圈L2和L3的磁芯，使两振荡器的差频为300Hz。然后用C13把回路L5C13重新调谐到两振荡器的二次谐波上，选配电阻R17的阻值，使检波器输出端上的电压幅度达到0.3V。

把电容器C13调到最大容量位置，用线圈L5的磁芯把检波器输出端上的电压幅度调到0.3V。然后，把示波器接到变压器T1的次级，用电阻R26调整电桥的平衡，平衡的准则是使对电容器C24上信号的最陡上升沿和下降沿键控时产生的过渡历程最小。调试的最后一步是振荡器的最终调谐。把天线插入插座，调整线圈L2和L4之间的耦合，微调回路的频率，把乐器的频率范围调到4.5—5倍频程。为了使房间声振，必须在乐器的输出端接一个输入电阻不小于 $250\text{K}\Omega$ 的音频放大器。

演奏时，右手时而接近天线，时而远离天线；这时左手要触摸着乐器的金属外壳。当两个振荡器的频率一致时，声音振荡应该中断。以下现象可以证明这一点：开始声音的频率骤增，然后声音消失。适当调整天线的高度，以便当右手靠近天线到几毫米的距离时，声音振荡中止。

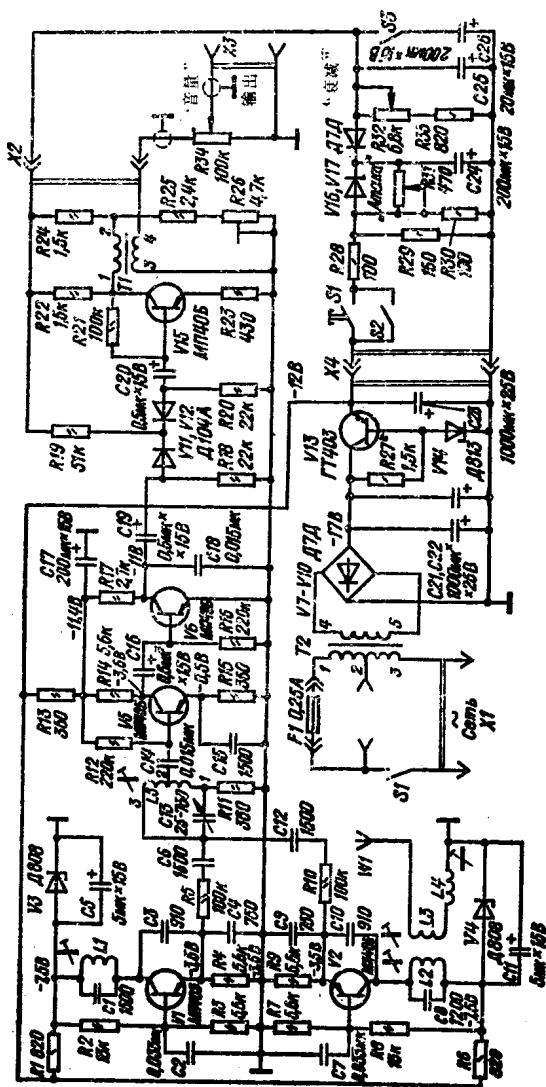


图1.53 电子吉他电路

利用信号非线性失真而构成的音色形成装置，能显著的改善电子吉他的发声。这种装置的工作不受频率影响，即对任何倍频程内的声音都能一样地予以改造，丰富其音色，而不改变它的频率。但是，这时不能和弦演奏，因为产生的大量复合频率使输出信号的频谱十分混杂，变得几乎类似于噪声。利用能获得节拍效果、风琴效果和压缩效果的一些装置，会有利于丰富电子吉他的音色。

1.4.2 相位附件(图1.54—1.56)

它能够扩展电子吉他信号的频谱，压缩吉他声音的动态范围，形成随输入振荡幅度而变化的输出频谱，使吉他的声音在其它乐器的演奏声中特别引人注目，赋予它显明性、柔韧性。这两个特性是压缩系统所特有的。

该附件的电路如图1.54所示。它是在对数放大器的基础上构成的。借助于接在负反馈回路中的二极管V3、V4电阻的非线性关系，达到对信号的压缩效果，即当信号的幅度增加时，信号的增益降低。附件采用了两只KT342B型晶体管。该附件的灵敏度用电阻R6通过改变反馈深度来调整。这种装置在压缩动态范围的同时，会使可听噪声电平增加，这是它的缺点。

一种能把正弦电压变换为方波的相位附件克服了这个缺点(见图1.55)，这种装置的突出优点是具有风琴效果和噪声电平低。因为，在这里晶体管工作在开关状态，当装置的输入端加上正弦信号时，在输出端产生幅度恒定的方波脉冲。该装置包括由晶体管V1—V4构成的线性音频放大器和由晶体管V5、V6构成的整形器。整形器按具有深度正反馈(经过电阻R10)的两级放大器电路构成，其工作状态取决于输入电压的高低。当输入端没有信号时，晶体管V5导通，V6截

止。当输入信号超过由电位器 R_{10} 决定的某个门限值时，晶体管 V_5 截止， V_6 导通，这时晶体管 V_5 的输入阻抗骤增，使预放器的增益相应增大。

当把电容器 C_6 并联到电阻 R_{12} 上时，可以达到使输出端2上的信号幅度平滑上升的效果。随着电容器 C_6 的不断充电，在输出端2上便形成幅度按指数上升的方波电压。改变 C_6 的容量，可以改变所形成的冲击相位的持续时间。

如果在不显著增加非线性失真的前提下，能实现压缩声音的动态范围，则将使电子吉他的发声更加柔韧动人。采用压缩器可以达到这种效果（图1.56）。该装置包括一个由晶体管 $V_1—V_4$ 构成的可变增益放大器。其增益随着输入信号幅度的增大而减小，这是由于接在放大器反馈回路中的场效应晶体管 V_2 支路对电阻 R_2 旁路作用的结果。晶体管 V_3 、 V_4 对送往功率放大器和晶体管 V_2 工作状态控制电路的信号进行放大。经过晶体管 V_5 放大以后，信号送到二极管倍压检波器。该检波器由二极管 V_6 和 V_7 构成，它用于控制晶体管 V_2 支路的电阻，以便稳定输入电压的幅度。应该指出，如果借助倍频程（最好是半倍频程）带通滤波器对再现频率范围

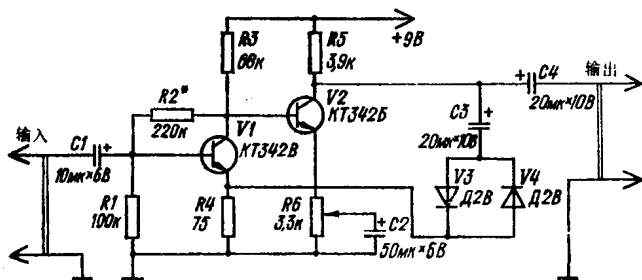


图1.54 采用对数放大器的相位装置电路

内的信号进行滤波，则相位装置的工作质量可以显著提高。在这些滤波器的输出端接上相应的相位装置或压缩器，把这些装置的输出信号相加起来以后使其再现，在这种情况下，甚致和弦演奏时产生的信号互调分量，其影响也会显著减小。

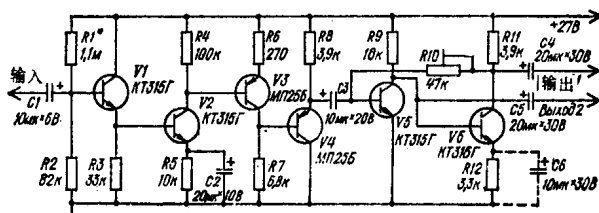


图1.55 具有高抗干扰能力的相位装置电路

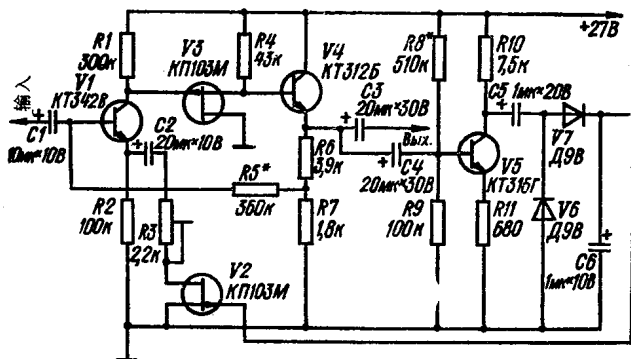


图1.56 电子吉他用的压缩器电路

1.4.3 青蛙叫声效果附件(图1.57)

每揪一次电子吉他的弦，该附件就自动形成一次持续时

间0.1—1.5s的模拟青蛙叫的效果。电子吉他音响的“蛙鸣”特性是通过在很窄的频带内(0.5—1.5Hz)把附件的增益抬高起来产生的。这个频带的中心值可以平滑地变化。图6.57所示的附件除了有自动控制功能外,还具有普通的(脚踏板)控制功能。输入信号应不低于40mV。晶体管V3、V6组成可控RC-滤波器。电子吉他信号经过晶体管V1和V2放大以后,由倍压整流器(二极管V4和V5)整流,然后加到等待多谐振荡器(晶体管V7、V8),触发其工作。于是在晶体管V8的集电极形成幅度1.2V、宽度0.1s的脉冲,加到滤波器的调整晶体管V10的基极,改变其电阻,从而改变可控滤波器的准调谐频率。从自动状态转入接触器压板控制状态借助开关S1来实现。开关S2把附加电容接入电路,从而增加青蛙叫效果的作用时间。

附件的调试:首先使开关S1处于接触压板位置,用电阻

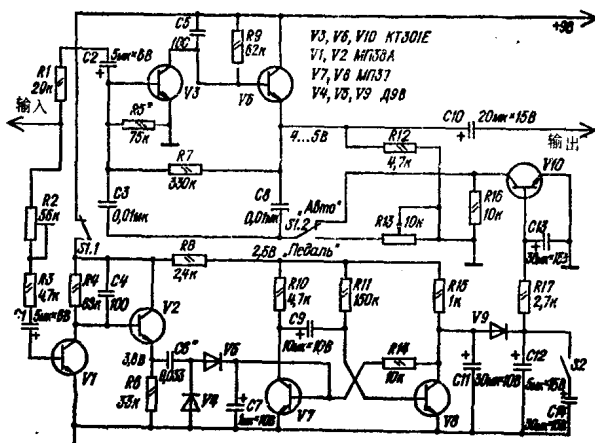


图1.57 青蛙叫声效果附件电路

R5把晶体管V6发射极上的电压调到4—5V。然后把S1置于“自动”位置，用电阻R2调整附件的灵敏度，并选配电容C6的容量。

1.4.4 增强器附件(图1.58、图1.59)

在弹拨电子吉他的弦时，该附件能加速声音冲击的上升，宛如减少了声音达到极值所必须的时间。有两种方法可以获得这种效果。第一种方法是提升最高频率分量，或者通过减小耦合电容C2和C3(图1.58)的容量来压低声音的低频分量。第二种方法是采用可调分压器(图1.59)。这种分压器是由串联连接的电阻R2和光敏电阻R1构成。当 $R2 \gg R1$ 时，从电子吉他的传感器上取下的电压与 $R2/R1$ 成反比。晶体管V1和V2组成音频放大器，对输入信号的骤增电压进行放大。经过放大以后，骤增电压由二极管V5检波，所得到的直流电压由晶体管V3和V4放大，然后用于调制小功率白炽灯H1的亮度，该白炽灯与光敏电阻一起封装在同一个不透光的管壳内。

当检波器V5的输出端没有电压时，不会形成使V3截止的电位，结果该晶体管集电极上的电压大约为0.3V，因而晶体管V4的电流很小，不足以使H1灯亮。这时光敏电阻R1的电阻为几百kΩ，因此在电路输出端2上的音频信号电平很低，大约为输入信号电平的1/10。随着骤增电压的出现，晶体管V3开始趋于截止，从而导致V4集电极电流的增长和H1亮度的增加，光敏电阻的阻值减小到几kΩ，使输出端2上的音频信号电平增加到大约等于输入信号电平。根据光敏电阻的参数，用可变电阻R2调定信号的起始分压比。在演奏过程中，可用可变电阻R4调定声音冲击速度。

附件的调试，主要是选配电阻R3、R6和R8来相应调定

V1、V2和V3、V4的直流工作状态。用可变电阻R2把慢变化信号的衰减量调到所需要的水平。调整可变电阻R6,把尖锐声音的冲击时间选择得比较合适。

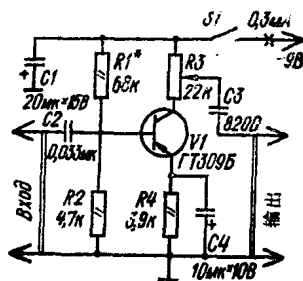


图1.58 采用压制低频分量机理的增强器附加器电路

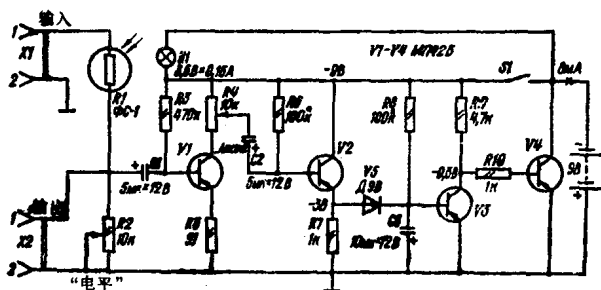


图1.59 采用可调分压器的增强器附加器电路

1.4.5 电子颤音附加器(图1.60)

早在几十年前就设计了“电子颤音附加器”，当时它是一个扬声器，其中电动式扬声器头由电动机带动在横切自己声轴的方向上转动，结果使接收点上的声音振动相位周期性地变化，造成一种使人感到像是周率性颤音，而又具有立体感、

响亮感这样的效果。这种颤音称为相位颤音。也可以构成一种能模拟颤音效果，而又不带转动部件的电子装置。

电子颤音附加器在乐器的公共放大器之前对音乐信号进行处理，而机械式颤音附加器在电子乐器的输出端处理音乐信号。

电子颤音附加器的工作原理是调整信号的延时时间。颤音器(超低频振荡器)控制着延时线的工作。结果，在附件输出端上重现的信号相位已被颤音器的频率所调制。该信号与原始信号混合后送到电子乐器的输出端。

颤音附加器的电路(图1.60)由六个运算放大器和两只晶体管组成。当信号在400Hz上的最大相位变化不小于 90° ，传输系数大约等于1时，其频带为16—30000Hz。

集成电路A1构成缓冲级。K140YД2A型运算放大器A3—A6组成延时线。运算放大器A3—A6的输入端接可调移相网络(C7RC—C18R18)。在 22° 范围以内，相移的调整由与移相网络电阻并联的晶体管V1—V4来完成。这些晶体管(V1—V4)的工作受集成电路A2构成的超低频振荡器控制。该振荡器的频率可用电阻R14平滑的调整，幅度用R8调整，从而能够调整效果的“深度”。经过处理的信号和原始信号在附件的输出端混合在一起。

所用元器件：运放可用任何通用型号频率较高的晶体管，任何 $\beta > 100$ 的NPN结构的硅管均可；电源，两个串联的好，9V电池。

调试：选配电阻R3的阻值，使输入信号为400Hz时，在延时线的输出上其相位的变化是单调的，并超过 90° 。选配电容器C13和电阻R14，使集成电路A2构成的振荡器的频率能在0.1—8Hz范围内变化。用可变电阻R8通过改变控制电

压的幅度来调整效果的深度。

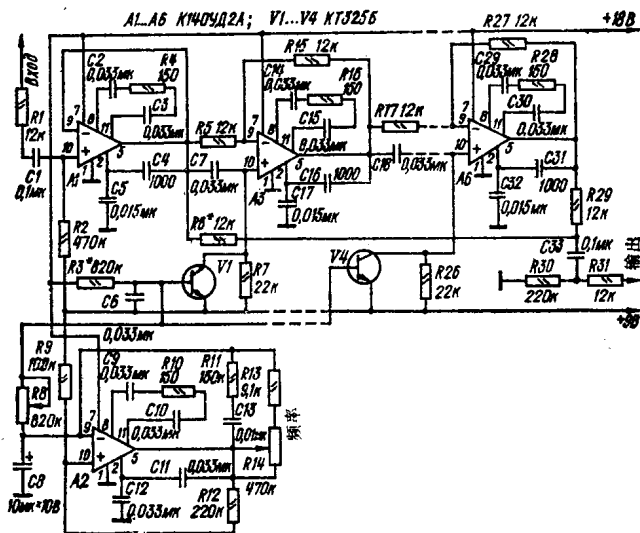


图1.60 电子颤音附加器电路

1.4.6 简单的电子乐器(图1.61)

该乐器的电路由一块集成电路组成。它具有音乐音域，即从第一个八度音组的“1”(dou)到第二个八度音组的“7”(xi)两个八度音组(频率从260Hz到988Hz)。该乐器用探针演奏。集成电路块的三个元件——两个“与门”和一个“非门”(引出端1—3, 4—6, 8—10)——构成一个可重新调谐的单音发生器；第四个元件(引出端11—15)与变压器T1构成功率放大器。

单音发生器的频率取决于电容器C1的容量和引线被探针触及的电阻的阻值。电容器C1应尽可能选择漏电流小的型号。电阻R1的阻值不大于1.8kΩ, R24的阻值大于300Ω,

中间那些电阻的阻值在电子乐器调试时选配。

所用元器件：输出变压器 $T1$ 可为任何小型晶体管收音机的输出变压器。

调试：从选配电阻 $R1$ 开始调。用一个 $2k\Omega$ 的可变电阻代替 $R1$ ，然后用探针触及最左边的琴键，借助钢琴或巴阳风琴，用可变电阻把单音发生器调到相应于第一个八度音组“1”的频率上，接着用欧姆表测量可变电阻这时的阻值，并用一个或几个相应阻值的电阻把可变电阻替换下来。用同样的方法选配 $R2-R24$ 的阻值。为了使发音频率稳定，电子乐器的电路采用稳压电源供电。

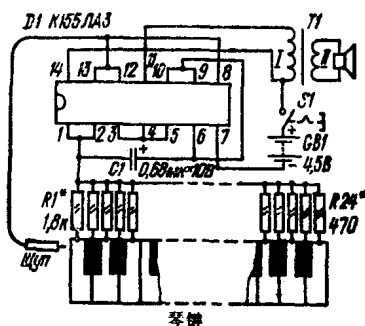


图1.61 简单电子乐器的电路

1.5 自制无线电电子装置 的技术操作

在无线电爱好者条件下制作无线电技术装置，必须详细研究和拟制原理图，制成模型，作好印制电路板和机壳，把元器件安装到印制电路板上，进行调试等等。

拟制原理图时，首先要研究已有类似装置或单个部件的

电路图，并尽可能地予以采用。制作模型首先是拟出所需元器件的一览表，选配元器件及作好装配的准备工作。元器件的引线如果氧化了，要用学生用的橡皮擦干净。为了使漆包线不受损伤，可以很方便地在阿司匹林(乙酰水杨酸)药片上或一块聚氯乙烯上镀上锡。变压器的绕组用手摇钻绕制很方便。为了固定线圈，可用木头制作一个芯子，并用螺栓穿过线圈安装上两个金属夹板，把螺栓固定在手摇钻的卡盘上。环形变压器的绕组借助一个能自由插入铁芯孔中的绕线梭芯来绕制。梭芯用钢丝制成，其末端弯成“4”字型。有一种绕制环形变压器绕组的简便方法：取一段聚氯乙烯管，其长度等于环形绕组中心匝长的10—15倍，把它顺着切开，插入铁芯孔中，把管子两个末端对头地焊上，在所构成的环形槽中绕上需要数量的导线，然后把线头固定在绝缘圈上，完成变压器线圈的绕制工作。

为了固定变压器线圈的引线，用纸质胶木或玻璃胶布板做成一个绝缘圈，其直径与环形变压器的直径相应，在它的圆周上安装上用镀锡铜线制成的引线柱(长度20—25mm)。绝缘圈用漆布或胶固定在变压器上。绝缘圈也可用敷箔玻璃胶布板制成，预先在金属箔上蚀刻出引线焊盘片。

为了加快在铁氧体环上绕制绕组，可先把磁环折成两半，绕组绕好以后再用万能胶把两半胶上(事先用研钵把一块类似的铁氧体研成粉掺在胶里)。

模型最好在敷箔玻璃胶布板上制作，板厚2—2.5mm，预先将金属箔刻成 6×6 — 7×7 mm的一些小方块，板的边上留出两条箔带作为电源的母线。在金属箔方块上焊接元器件的引线，并用导线把它们相应地连接起来。

集成电路和半导体器件的焊接最好采用小型低压电烙

铁。没有这种铬铁时，可作一个直径3mm的头插在普通铬铁上。焊接要采用低传导率焊剂，如酒精松香或纯松香。作为焊接用的无酸焊剂可以采用松香干燥剂，它起油漆加速干燥催化剂的作用。决不能用酸性焊剂，否则会在导线之间产生导电层。

在模型板上把元器件装配好了以后，着手进行调试，主要是检查装配得是否正确和把各元器件调定在所希望的工作状态。然后就开始制作印制电路板。装上了元器件的印制板图案先画在毫米方格纸上。发热多的元器件尽可能远离半导体器件或其它元器件，以免影响其工作。在放大器装置中，为了防止产生不希望的寄生反馈，要把输入级安排得尽可能远离输出级。制作印制电路板图案的最简单的办法是化学蚀刻。为此，用复写纸从毫米方格纸上，把印制导线的图案复制到经过去油处理过的敷箔玻璃胶布板坯料上，并把这些图案涂上硝基涂料、硝基清漆、胶等。在玻璃胶布板上涂图案时可用医用针管、玻璃鸭嘴笔、元珠笔芯等作为工具。其中最方便的是用元珠笔芯，把它的头部在火柴的火焰上烤软后拉成所需要的直径。效果最好的涂料是柏油清漆（它的干燥速度比硝基清漆慢得多）。

在保护性涂料干燥以后，把印制板坯料浸入氯化铁酸洗液中。也可以采用其它溶液，如把一份30%的过氧化氢稀释在一份盐（硫）酸中，然后加两份水制成的酸洗液。也可用稀硝酸溶液进行酸洗。酸洗工作必须在露天或通风柜中进行。油漆从被蚀刻的板上被酸洗液洗掉，而印制导线镀上一层软的焊料。

在钻小直径的孔时如果没有钻头，可以用缝纫机针头，把针尖按孔的大小折断，然后磨成钻头那样形状。印制电路

板制成以后可开始装配元器件。

印制电路板的设计。常常发生这样的情况：一个在模型板上制成的无线电装置工作得很好，但是把它重新装配到印制电路板上以后，它就不工作了。人们经过分析研究提出了设计、制作印制电路板时必须考虑的一些建议。印制电路板的装配方式有一个特点，就是导线亮度比其厚度尺寸大得多。导线面积大并与绝缘基底接触好，从而保证了这些导线具有很强的导热性能，使之通过它们的电流密度能达到 $20-30\text{ A/M}^2$ 。在这种条件下导线的温升很低。两根相邻导线之间所允许的工作电压，可根据它们之间的距离用图1.62所示的曲线图来确定。

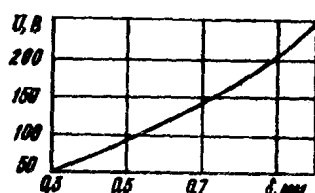


图1.62 两根导线之间所允许的电压与它们之间的距离 δ 的关系曲线

导线的电阻按下式计算

$$R = \rho(l/s)$$

式中 ρ ——电阻率(对于铜 $\rho=0.00175\Omega\cdot\text{m}$)； l ——导线长度(单位：m)； s ——导线截面(单位： mm^2)。

两根平行布置的导线之间存在着电容，并可用下式计算

$$C = Kl\varepsilon$$

式中 C ——电容，pF； K ——与导线之间的距离 d 和导线宽度 b 之比有关的系数； ε ——充满导线之间空间的介质的介电常数； l ——导线长度(单位：cm)，在此长度范围内需要

考虑线间电容。

系数 K 可根据导线在板上的布置情况(图1.64)用图1.63所示曲线求得。对于图1.64a和δ, 电力线穿过空气和板上的绝缘质, 这时的介质介电常数按下式确定

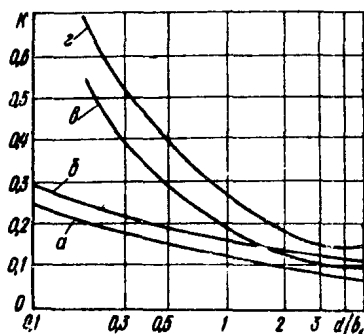


图1.63 系数 K 与导线宽度 b 和导线间距 d 的关系曲线

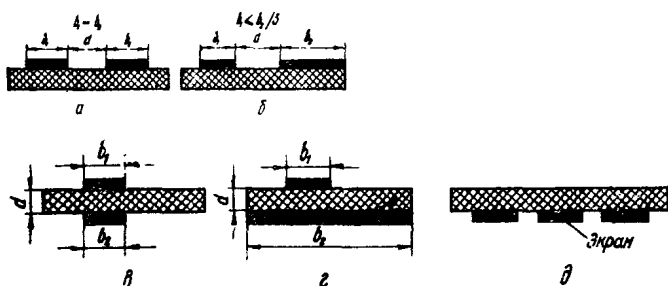


图1.64 导线的布局

а——导线在单面敷箔板上, 尺寸也相同; б——导线在单面敷箔板上, 尺寸不同; в——导线在双面敷箔板上, 尺寸相同; г——导线在双面敷箔板上, 尺寸不同; д——导线在单面敷箔板上, 中间有屏蔽导线

$$\varepsilon = (1 + \varepsilon_d) / 2$$

式中 ε_d ——印制板的介质介电常数；对于低质胶木， $\varepsilon_d = 4-6$ ；对于玻璃胶布板 $\varepsilon_d = 3-5$ 。

如果在两根单面板上布置的平行导线之间加一条接地的导线(屏蔽)如图 1.64b 所示，则两根导线之间的电容以及它们之间的电耦合将会减小。印制板上的导线具有电感，其大小与导线的长度、宽度和厚度有关。厚度 0.05mm、长度 1cm 的直导线，其电感与其宽度 b 的关系高于图 1.65。两根平行布局的导线之间除了有电容之外，还存在互感，对于敷箔板(图 1.64a)互感。

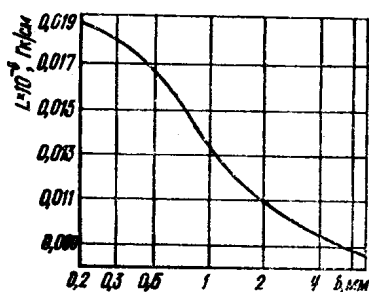


图 1.65 导线电感与其宽度的关系曲线

$$M = 2l \left(\ln \frac{2l}{D} - 1 \right)$$

式中 M ——互感量，以 $10^{-9}H$ 为单位计； l ——导线长度，cm； $D = d + b_1$ ——导线之间的距离，cm。

例 1. 两根平行的导线，其宽度 $b = 2\text{mm}$ ，它们之间的距离 $d = 1\text{mm}$ ，长度 $l = 8\text{cm}$ 。其中一根导线接到增益 100、输出电阻 $R_1 = 1000\Omega$ 的放大器的输入端。另一根导线上流过 $f = 50\text{kHz}$ 的交流电流，导线上的电压为 $U = 3\text{V}$ ，负载 $R_2 = 200\Omega$ 。

印制板绝缘材料的介电常数 $\epsilon_d=5$ 。实际介电常数 $\epsilon=(1+\epsilon_d)/2=3$ 。根据图1.63上的曲线得到 $K=0.17$ ，于是我们求得电容 $C=kl\epsilon=4.08\text{pH}$ ， $X_c=1/2\pi fc\approx 780000\Omega$ ，而在放大器输入端感生的噪声电压

$$U_n=(U_1R_1)/(X_c+R_2)\approx 0.004\text{V}$$

因此，在放大器输入端出现的0.004V交流电压被放大100倍以后，在其输出端就会出现幅度为0.4V的交流电压。在大多数情况下，这种电压是所不希望的。两根导线之间的互感 $M=63\text{mH}$ ，于是通有电流的导线，在放大器输入端感生的电压

$$U_n=(U_1\omega MR_1)/(R_1R_2)\approx 0.0003\text{V}$$

例2. 宽2mm、长10cm的印制导线，接到具有 $f=5\times 10^4\text{Hz}$ 的电压 $U=6\text{V}$ 的一点上，另一根导线接到其输入电阻 $R=100\Omega$ 的放大器的输入端。由图1.65所示曲线可见，1cm长的这种导线，其电感量等于 $0.011\times 10^{-6}\text{H/cm}$ 。因此整个导线的电感量为 $L_0=0.11\times 10^{-6}\text{H}$ 。放大器输入端感生的电压

$$U_2=(U_1R)/(\omega L+R)\approx 6\text{V}$$

这个电压值实际上和与该导线并行的导线上的电压相当。当箔的厚度为0.05mm时，这种导线的纯电阻

$$R=\rho(L/S)\approx 0.02\Omega$$

如果该导线上通以2A的电流，其上的压降 $U=IR=0.04\text{V}$ 。

基于以上这些例子，可以推荐以下建议，以指导印制电路板的设计：把元器件连接在一起的导线应该尽可能短；放大级的输入输出导线的走向不应平行，它们之间的距离要尽可能远些（如不可能，则应在它们之间加屏蔽）；接地母线和导线应具有最小电感；通过总电流的接地线应具有最大宽度，并

要占满整个空位；通过脉冲电流的导线要尽量短，并使它远离交流接地的导线；印制导线不要有截面剧变的过渡和尖角；把宽度超过2.5mm的导线分成两条或几条，这样可以防止外界电磁场在其上感生寄生电流；半导体器件不要放在靠近发热量大或辐射强磁场的元器件的位置；为了印制电路板的屏蔽，沿其周边要作一个封闭的边框，并把它与装置的外壳相连；印制导线应尽可能远离电感线圈和放大器输入端；装配好的印制板要用酒精冲洗干净，然后涂上清漆或环氧树脂。

自己制作机壳可以采用钢板、塑料、有机玻璃、敷箔玻璃胶布板。用有机玻璃作的壳，可用掺上圆珠笔用的油墨膏的液体二氯乙烷胶涂上颜色。用敷箔玻璃胶布板制作机壳，要把壳内各部分的箔层焊起来。用由贵重树种制成的胶合板或木纹纸贴在壳上，可以得到十分美观的机壳。可用如下的方法制作机壳，取一块尺寸比机壳最大表面大30—50mm的平整无损的有机玻璃板，涂上凡士林，然后再涂上一层1—1.5mm厚的掺有固化剂的环氧树脂，接着再贴上胶合板、装饰纸或装饰贴面(注意要把气泡挤出来)。然后在装饰贴面上涂上薄薄一层树脂，再把它贴在去油处理过的机壳上面。树脂固化后把多余的有机玻璃锯下来，锯下边角。接着再着手制作机壳的下一个面。这样制作的表面平整而且具有镜面光泽。面板、度盘、装饰镶板和其它零件，可用镀铬黄铜板按光化学方法制作。为此，要在绘图纸上制好图或文字说明，制成照片底版，然后制成阴片——翻转片。接着制备照相乳胶，并把它涂在工件上，进行曝光和工件的照片加工，酸洗，把侵蚀的部分涂黑，对工件进行最后加工。

图案用2:1或3:1黑墨画在白纸上。用强灯光把所画的图案摄在强反差胶片上。用强反差显影液使底片显影。这种显

影液，如 $\phi T2$ ，其成分是：米吐尔(硫酸含对甲胺基苯酚) 5克，无水亚硫酸钠 40 克，兑苯二酚 6 克，氢氧化钾 40 克，溴化钾 6 克，水 1 公升以内。显影时间，在 20°C 条件下4分钟。定影可采用任何定影剂。用普通方法从底片印成与将来制成的部件实物一样大小的正像。再从得到的正像用湿法印成负的翻转片。为此，把照相纸在水中泡软，然后把它乳胶面朝上贴在玻璃板上，再把中间正片以乳胶面对着乳胶面叠在上面，并使其曝光。翻转片用下列溶液显影：米吐尔10克，无水亚硫酸钠45克，兑苯二酚 7 克，氢氧化钾40克，亚硫酸钠30克，溴化钾12克，水1公升以下。

如果定影和冲洗之后出现灰雾，可用蘸上下面两种液体混合液的棉塞擦掉：5克铁氰化钾加500毫升水；150克结晶硫代硫酸钠加500毫升水。把上述两种溶液各取1份混合起来，再用8份水加以稀释。把斑点去掉以后，把翻转片在水中冲洗。然后配制以下照相乳胶：骨胶(细木工胶)40克，重铬酸铵 7 克，10%的氯化铵酒精1.5毫升，水0.5公升以下。把粉碎了的胶拨上200毫升的水并放置一天一夜，然后把它在水中溶解。把单独制备的胺溶液、200毫升的水倒入胶中，加水，再添些氯化铵酒精，并重新加热。把配制好的溶液放置一天一夜。注意必须把它放在黑暗处。在洗衣粉水溶液中把经过去油处理后的镀钢板工件加热到 $50-60^{\circ}\text{C}$ ，把在水槽中重新加热的乳胶涂在上面。涂乳胶用宽的软毛刷或喷雾器，一共涂2—3层，每层中间要晾干3—4分钟。涂好乳胶并干燥好了的工件，感光层朝上放在玻璃板上，工件上覆上反转片，上边压一块厚玻璃板，边上压上重物(3—4kg)，用275W的白炽照相灯在距离40cm处曝光3—5分钟。具体曝光时间可通过实践选定。

曝光后的工件在水中冲洗干净并涂上苯胺颜料（如紫色涂料）。涂的方法是把涂料倒在工件上，经过1—2分钟后颜料便融合成一体。然后不要冲洗就在下列溶液中鞣制2—3分钟：重铬酸钾18克，铬酸钾矾土15克，水0.5公升以下。用水把产生的絮状物冲洗掉，把工件很好地烤干，然后均匀地加热，直到乳胶呈现出金色的色彩，再放在盐酸溶液中腐蚀（溶液配比是：1份浓盐酸加2份水）。经过3—4分钟以后，没有受到保护的部份上的铬被溶解，因而露出黄铜底，然后把这部份涂黑或着色。

修复无线电元器件：中功率可控硅KY201、KY202，其引线拉断时可以修复。为此，把管状引线的末端锯掉。拿掉穿过它们的导线。然后用什锦锉在靠近法兰处锉开，把器件的上部拿掉，把烧坏的引线用软焊料焊好，而晶体本身用环氧树脂灌注好。

可变电阻在调整时如果产生“沙沙”声，则可用下述方法进行修理：用尖锥子把电阻的外壳盖扎个孔，用带针头的注射器向石墨层注上几滴凡士林（或机器）油。如果可变电阻器的轴间隙增大，在止动圈和衬套之间加装一个合适直径和厚度的垫圈就能消除间隙。

如果晶体管引线从管壳上折断了，则可用下述方法加以修复：借助高活性焊剂用低熔点焊锡焊上一根新引线。这时要特别注意不要使晶体管过热，否则会损伤内部的装配焊接，因为这些焊接都是采用低熔点焊料。

焊接与钎焊烙铁：为了使块大的另件容易焊接，应当把另件在炉灶上或用电烙铁预先加热。可借助柠檬酸粉对镍铬合金导线镀锡。为了去掉残留的酸可用松香保护着进行镀锡。

焊接印制电路板最好采用烙铁头端面有孔的钎焊烙铁。

但是这种烙铁头的耐用度不高。为了增加烙铁头的耐用度，可在端面上钻一个8mm左右深的孔，然后把圆珠笔头尖端朝里压入孔中。如果烙铁头是第一次使用，在它上边压套一个薄壁钢管，或者一段折断的拉杆天线，把头部锯成烙铁头的形状，那么它的寿命可以延长。

其它建议：可用 $\phi 0.05-0.07$ 的导线自己制成多股绞合线。在两根钉子之间挂上所需股数的线股并拉紧，然后线束的一端栓在一个固定在手摇钻卡具上的小钩上，扭转线束直到成为结实的细线缆为止。

把发光二极管的透镜浸入环氧树脂使之形成一个小珠，可以增加它的辐射表面。环氧树脂凝固以后构成一个短焦距透镜，这就更便于识别光电二极管的状态。

万能胶掺上圆珠笔用的油墨可用于灯泡涂色。把万能胶用硅胶稀释以后可以得到耐热的着色涂料。这种混合胶需要的粘度借助溶剂来保证。

用同轴电缆的介质可以制作电感线圈的骨架。为此，先剥掉电缆的外皮，把中心介质导管扩孔，得到一段绝缘子，然后把它攻丝、套扣，以便在底板上固定或拧入微调磁芯。线圈绕好以后，线头用烧热的烙铁压入骨架。用这种介质可以制作高频扼流圈的骨架、套管绝缘子、穿板绝缘子等。

第二章 无线电、自动化和遥控 机械设备的基础元器件

2.1 信号传感器

信号传感器是把一种形式的输入信号变换为另一种形式的输出信号的器件。输入信号可能是非电量——压力、液体流、温度、机械位移等。传感器不应对所测量的参数产生影响，也就是说，它应该是无触点的，应具有很小的质量、很小的摩擦力和很小的阻尼等。传感器的作用机理是把物理量变换成电量，这种变换的基础是敏感元件(电位器，应变电阻或热敏电阻等)的电阻在相应物理量的作用下发生变化。为了保持线性特性，传感器敏感元件的供电都采用直流电源。为防止测量仪表的旁路作用，与传感器相连接的测量仪表应具有很高的阻抗。

电阻式传感器的分辨率取决于它的结构形式，所用导线的直径以及滑动触头的类型。这类传感器的分辨率可以达到0.05mm，最小误差0.1%；工作频率一般不超过1Hz。

制作线绕电阻式传感器采用锰铜丝(合金，铜85%，锰12—13%，镍3%)，它的电阻率 $\rho=0.42-0.48\Omega\cdot m$ ； $TKC=(-3-+4)10^{-6}1/K$ (TKC ——电阻温度系数)；与铜构成电偶时的热电动势 $E=1.2\mu V/K$ 。老化处理(经受加热到120—130℃以后接着冷却到室温的热循环处理)后的锰铜年不稳定性为0.001%或更小。

用于制作电阻式传感器的另一种合金丝是康铜丝(合金,铜60%,镍40%)。它的电阻率 $\rho=0.48-0.52\Omega\cdot\text{m}$;它与铜构成的热电偶具有较高的热电动势 $E=45-55\mu\text{V}/\text{K}$,这大大限制了它的应用。

为了减小线绕电阻式传感器的电抗分量,这类传感器都用双股并绕的办法绕制在专门的骨架上。采用平板骨架时,这种绕法使传感器的时间常数减小到 $(1-5)10^{-9}\text{s}$,采用圆形骨架时能减小到 $(1-50)10^{-7}\text{s}$ 。线绕电阻传感器的额定阻值范围从 0.001Ω (无骨架回线)到 $10^6\Omega$ 。非线绕型电阻传感器,其敏感元件是敷在绝缘架上的一层很薄的导电材料。这种传感器的年不稳定性为1—5%。

应变电阻式传感器应用于各种测量系统。它实际上是一个固定在薄绝缘基片上、由细导线作成的“蛇形”物。这种传感器一般都贴在被测试物体的表面上。该表面的任何变形都会引起电阻丝的几何变形,从而导致其电阻的变化。

应变电阻接到测量电桥的一个臂上,另一个臂接类似的应变电阻,它贴在不变形的表面上,用于温度误差补偿。

应变灵敏度等于应变传感器电阻的相对变化量与导线长度相对变化量之比:

$$K = \frac{\Delta R/R}{\Delta l/l}$$

利用应变电阻研究物体只能是在弹性变形范围内进行。因此,允许的应力不应超过弹性范围的20—30%。如果在材料的弹性性质范围内,相对变形 $\Delta l/l$ 不超过 $2.5-10\cdot 10^{-3}$,则在 $K=0.5-4$ 的条件下,电阻的相对变化为 $1.25-10\cdot 10^{-3}$ 。

半导体应变电阻的应变灵敏度系数值,与线绕应变电阻的不同,它在很大程度上取决于变形程度、温度、电阻率,

并可达150—200。同时, N型半导体应变电阻的应变灵敏度系数是负的, P型半导体应变电阻的应变灵敏度系数是正的。

应变灵敏材料的主要参数列于表2.1。

表2.1 应变灵敏材料的主要参数

材 料	应变灵敏	弹性模量	TKC×	电阻率	与铜组成	温 度 系 数	
	度 系 数	(10 ³ MPa)	10 ⁻⁶ ·/1K	(Ω·M)	电偶时的 热, 电动 势μV/K	×10 ⁻⁶ /K 应变灵敏 度的温度 系数	线性膨 胀温度 系数
康 铜	1.9...2.1	150	± 50	0.46... 0.5	- 40	—	14...15
镍铬合金	2.1...2.3	180	22	0.9... 1.7	22	—	14
铂铑合金	5.1...5.5	—	1700	0.2	—	—	—
艾 股 钢	0.7...3.8	176	300	0.84	0.3	—	0.9
锗结 (枝状晶)	N-型	- 150	1500	0.25 · 10 ⁴	—	3000	0.1...6
	P-型	+ 100	...8000	1.1 · 10 ⁴	—	400... ...5000	0.1...6
硅	N-型	- 130	130	0.35 · 10 ⁴	—	3000	0...4
	P-型	+ 175	1300	7.8 · 10 ⁴	—	2000	0...4

当应变灵敏材料与被研究物体的表面一起拉伸或压缩, 或者在气体或液体作用下受到体积压缩时, 应变传感器的导体或半导体便发生变形。

应变电阻的应变灵敏度

$$K = \xi_R / \xi_L$$

式中 ξ_R ——电阻率的相对变化; ξ_L ——相对变形。

应变传感器的蠕变是由基底和胶的弹性不完善引起的, 并由以下系数决定

$$\delta_{\Pi} = \Delta \xi_r / \xi_r$$

式中 $\Delta \xi_r$ ——在给定相对变形 ξ_r 条件下, 换算到输入端的输

表2.2 应变电阻的主要参数

应变电阻类型	标 记	基面长度l mm	应变灵敏度系数	额定电阻Q	极限变形%	蠕 变 %h
单 元 回 线 式						
线绕型纸基底	ПКБ-3-50	3...30	1.9...2.2	50...400	±0.3	0.5...2.5
	ПКБ-30-400					
	2ПКБ-5-50	5...30	1.9...2.2	50...400	±0.3	0.5...2.5
	2ПКБ-30-400					
	К-2-20...	2...30	1.9...2.2	20...200	±0.5	2
	К-30-200					
蓝膜基底	E428-005	3		65		
	E428-012	6	1.9...2.2	100	±0.5	2
	E428-025	10		200		
	ПКП-5-100	5...20	1.9...2.2	100...400	±0.3	0.1...0.5
	ПКП-20-400					
多 单 元 回 线 式						
纸基底	2ППКБК-10-150					
	2ППКБК-100-300	10...100	1.9...2.2	150...300	±0.1	Д ₀ 0.5
薄膜基底	2ППКП-10-150	10				
	2ППКП-20-150	20	1.9...2.2	150	±0.1	Д ₀ 0.5
	3ППКП-10-150	10				
	3ППКП-20-150	10				
带直角框架的箔单 单元型	2ФКПА	1...20	2...2.2	50...200		0.5
	1ФКТК	5...15	2...2.2	100...400		0.5
硅半导体型(无基 底)	2ФКПА	5	2...2.2	50...200		0.5
	Ю-8А	1.4	+100	110, 162, 220	0.1	3...5
	Ю-8Б	1.4	-100	90, 138, 180	0.1	3...5
	Ю-12А	2.4, 6.4, 12.4	+100	110...750	0.1	3...5
	Ю-12Б	2.4, 4.4, 6.4	-100	90...610	0.1	3...5

出信号变化量。在把应变传感器贴上后头1个小时内,蠕变系数通常不超过0.5—1%, 6小时内不超过1—1.5%。

应变电阻的主要参数列于表2.2。

2.1.1 热敏电阻式传感器(热敏电阻)

热敏电阻的工作原理是基于导体和半导体在温度作用下其电阻发生变化这种性质。

重要的是使热敏电阻具有很高的电阻温度系数稳定性, 给定温度下很高的电阻再生性、在加热情况下化学和物理性质的稳定性、对所研究介质的作用的惰性。导体中铂具有这些性质(在0—100℃范围内电阻温度系数为 $1/273/K$ 左右, 可变换的温度范围为 $-260—+1300^{\circ}\text{C}$)。铂热敏电阻的缺点是, 在高温下受金属蒸汽(特别是铁的蒸汽)的污染度很高, 在还原介质中的化学稳定性不强, 价格高等。

表2.3 热敏电阻变换器的主要参数

材 料	电阻温度系数 $\times 10^{-3} \cdot 1/K$	电阻率 $\Omega \cdot m$	熔化温度 $^{\circ}\text{C}$	与铜组成电偶时的热电动势 $\text{mV}/^{\circ}\text{C}$
铂	3.91	0.105	1773	7.5
铜	4.28	0.017	1083	0
镍	6.3...6.6	0.068	1455	22.5
钨	4.82	0.055	3410	0.3
钼	4.57	0.052	2630	—
铈	3.11	0.211	3170	—
铈	4.57	0.047	1960	—
石 墨	0.02	46	3970	—
铂铈合金 (20%铈)	1.21	0.16	1900	—

工作在 -50°C — 180°C 温度范围内的热敏电阻由铜制成(铜的电阻温度系数 $\alpha_0 = 1/234.71/\text{K}$),其电阻与温度的关系呈线性:

$$R_{\theta} = R_0(1 + \alpha_0 \theta)$$

铜热敏电阻的缺点是耐氧化性差。

热敏电阻材料的主要参数列于表2.3。

半导体热敏电阻,与金属热敏电阻相比,具有更小的惰性和更小的外形尺寸,但其电阻温度系数值大。对于大多数热敏电阻来说,工作温度范围内的电阻与温度关系由下式决定

$$R_T = R_0 e^{B(T_0 - T)/T_0 T}$$

式中 T_0 ——热敏电阻阻值等于 R_0 时的绝对温度, K ;
 T ——求 R_T 时的绝对温度, K ; B ——恒定系数。

半导体热敏电阻的主要参数列于表2.4。

具有很大正电阻温度系数的热敏电阻称为“正温度系数

表2.4 半导体热敏电阻的主要参数

型 号	20℃温度下的额定电阻 $\text{K}\Omega$	常数 $B \cdot 10^3, \text{K}$	工作温度范围 $^{\circ}\text{C}$	时间常数, s 不大于
MMT-1	1...220	20.6...43	$-60 \dots +125$	85
KMT-1	22...1000	36...72	$-60 \dots +180$	85
NMT-4	1...220	20.6...43	$-60 \dots +125$	115
KMT-4	22...1000	36...72	$-60 \dots +125$	115
MMT-6	10...100	20.6	$-60 \dots +125$	35
KMT-11	100...3300	36	$0 \dots +125$	10
CT1-17	0.33...22	36...60	$-60 \dots +100$	30
CT1-18	1.5...2200	40.5...90	$-60 \dots +100$	1
CT1-19	3.3...2200	42.3...72	$-60 \dots +300$	3
CT3-18	0.68...3.3	22.5...32.5	$-90 \dots +125$	1
CT3-19	2.2...15	29...38	$-90 \dots +125$	3

表2.5 正温度系数热敏电阻的主要参数

型 号	20℃温度下的 额定电阻kΩ	温 度 范 围		最大电阻温 度系数 %/℃	电阻测量		工作温度范围℃		允许耗散 功率 W	时间常数 s, 不大于
		正电阻温度 系数的	最大电阻温 度系数的		次	数*	从	到		
CT5-1	0.02...0.15	100...200	125...135	20	1000		-10	+200	10.6	20
CT6-1A	0.04...0.4	40...155	90...120	10	1000		-60	+155	1.1	20
CT6-1B	0.1...0.7	20...125	70...100	15	10 000		-60	+125	0.8	20
CT6-2B	0.01...0.1	0...125	70...95	15	10 000		-60	+125	1.3	—
CT6-3B	1...10	10...125	60...90	15	10 000		-60	+125	0.2	5
CT6-4B	0.1...0.4	20...125	70...100	15	10 000		-60	+125	0.8	40
CT6-4B	0.5...3	0...125	55...95	10	1000		-60	+125	0.8	40
CT6-4Γ	0.1...50	-20...+125	10...70	2...8	5...80		-60	+125	0.8	40
CT6-5B	0.003...0.02	20...125	70...100	15	1000		-60	+125	2.5	10

* 最小值(在正电阻温度系数范围内)

热敏电阻”，其主要参数列于表2.5。

2.1.2 电磁式传感器(图2.1)

最广泛采用的一种电磁式传感器是测速发电机(图2.1)。它包括一个带铁芯的线圈，铁芯由永久磁铁构成，其一端有一个由软磁材料作的极端。一个用同样磁性材料作成的齿轮固定在一个转轴上；轴转动时轮齿从铁芯附近通过。当每个轮齿从极端附近通过时，它们之间的间隙发生变化，因而磁感应也发生变化，于是在线圈中感生一个脉冲。在给定时间间隔内这些脉冲的数量，是固定着齿轮的轴的平均转速的函数。

2.1.3 电磁式流量计(图2.2)

它是一个安装在液体流流过的管状壳体內的叶轮。接收线圈与一个铁磁嵌块相连，嵌块嵌入壳体壁。当叶轮的叶片通过嵌块附近时，在线圈内便感生脉冲。脉冲的重复频率是速度的函数。

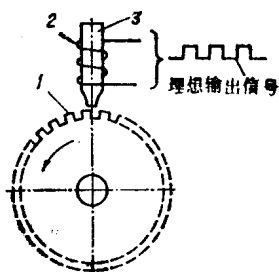


图2.1 电磁式速度传感器装置
(测速发电机)
1——齿轮；2——接收线圈；
3——永久磁铁

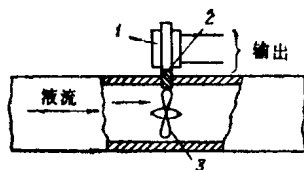


图2.2 电磁式流量计结构示意图
1——接收线圈；2——铁磁
嵌块；3——叶轮

2.2 继电器

在自动化、信号指示和通信设备中，为了切换电路采用继电器。继电器由外壳(通常是磁路的一部份)、铁芯、线圈、衔铁和接点组构成。

2.2.1 PCM型小型直流继电器(图2.3)

加罩的电磁式继电器用于切换直流和交流电路，其工作环境条件是：周围介质温度 -50°C — 50°C ； 20°C — $\pm 5^{\circ}\text{C}$ 温度下的相对湿度为98%；大气压力0.6—104kPa。它有以下几种型式：PCM-1——有两组用于闭合的接点；PCM-2——有两组接点，一组用于闭合，另一组用于断开；PCM-3——有两组用于断开的接点。继电器的吸合时间2—16ms，释放时间1.5—3.5ms；质量25g；吸合次数 10^5 ；动作频率不大于5Hz；外形尺寸 $38.6 \times 26.5 \times 16\text{mm}$ 。PCM型继电器的参数列于表2.6。

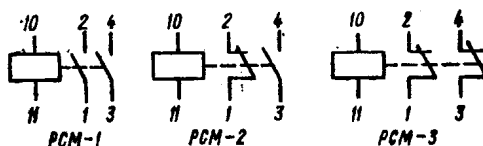


图2.3 PCM型继电器电路

2.2.2 PЭC32—PЭC60型泛用小型直流继电器(图2.4)

其参数列于表2.7，允许的可切换电流和电压列于表2.8。

关于继电器使用和选择的建议 继电器绕组中的电流和电压应不超过允许的范围。被切换的最小电流(大约1mA)受继电器载电流元件的绝缘漏电流限制。被切换的最小电压受

表2.6 PCM型继电器参数

型 号	技术证书编号	绕组电阻 Ω (平均 值)*	电 流, mA		
			吸合电流 大	释放电流 不大于	工 作 电 流**
PCM1	P Φ 4.500.020	540	25	6	40
	P Φ 4.500.022	730	25	6	35
	P Φ 4.500.028	750	24	6	30
	P Φ 4.500.029	200	45	8	60
	P Φ 4.500.030	60	68	15	95
	P Φ 4.500.033	250	40	16	55
	P Φ 4.500.039	30	100	26	130
PCM2	P Φ 4.500.021	540	26	4.5	40
	P Φ 4.500.023	750	24	4	30
	P Φ 4.500.025	750	25	5	35
	P Φ 4.500.026	120	70	10	85
	P Φ 4.500.031	60	68	15	95
	P Φ 4.500.032	1.6	390	103	600
	P Φ 4.500.034	750	24	4	30
	P Φ 4.500.036	540	18	4	30
	P Φ 4.500.038	30	100	25	130
	P Φ 4.500.041	60	80	17	110
PCM3	P Φ 4.500.024	750	24	3	30
	P Φ 4.500.027	120	65	9.5	85
	B Φ 4.500.037	60	70	18	100
	P Φ 4.500.040	30	100	22	130
	P Φ 4.500.035	538	18	4	30

* 允许误差 $\pm 10\%$

** 允许误差 $\pm 20\%$

接点电路中感生的热电动势总量的限制，它的数值可能达到零点几毫伏。因此由继电器接点切换的电压应大于10mv。在切换小电流时，必须使接点负载电路的电阻比绝缘的最小电阻小30—100倍。

表2.7 小型直流继电器参数

型 号	技术证明书编号	绕组电阻 Ω	电 流, mA		工作电压 V	时间, ms 不 大 于	
			吸合电 流, 不 大 于	释放电 流, 不 小 于		吸合	释放
P3C32	P Φ 4.500.341	157...210	36	8	10.8...13.2	15	8
	P Φ 4.500.342	553...780	20	4	21.8...26.4		
	P Φ 4.500.343	595...805	21	3	27...33		
	P Φ 4.500.344	2250...2875	10.5	2.5	43.2...52.8		
	P Φ 4.500.354	2380...3080	11	2	54...66		
P Φ C34	PC4.524.371	3380...5040	8	1.2	—	8	4.5
	PC4.524.372	535...725	21	3.2	24...30		
	PC4.524.373	102...138	47	7	7...13		
	PC4.524.374	38.5...51.5	75	11.5	5.4...6.6		
	PC4.524.380	1360...1840	13.5	2	—		
P Φ C37	P Φ 4.510.064	585...748	18	3	21.4...26.4	10	8
	P Φ 4.510.066	2250...2875	9.8	2.5	43.2...52.8		
	P Φ 4.510.067	148...201	33	8	10.8...13.2		
	P Φ 4.510.069	148...201	33	8	10.8...13.2		
	P Φ 4.510.070	2250...2875	9.8	2.5	43.2...52.8		
	P Φ 4.510.072	585...748	18	3	21.6...26.4		
P Φ C47	P Φ 4.500.408	585...742	23	3	24...30	9	4
	P Φ 4.500.409	157...181	42	4	10.8...13.2		
	P Φ 4.500.417	585...715	21.5	2.5	21.5...34		
	P Φ 4.500.419	157...181	42	4	10.8...16		
	P Φ 4.500.421	38...44	86	12	5.5...8		
P Φ C48	PC4.590.201	540...660	23	3	20...30	10	5
	PC4.590.202	340...460	52	6.8	10...18		
	PC4.590.203	298...367	30	4	16.2...19.8		
	PC4.590.204	37.5...46.5	79.5	10.4	5...9		
	PC4.590.205	6400...9600	7.2	0.94	90...110		
	PC4.590.206	1130...1430	15.2	2	38...55		
	PC4.590.207	540...660	24.8	2	24.3...29.7		

续表

型 号	技术证明书编号	绕组电阻 Ω	电流, mA		工作电压 V	时间, ms, 不 大于	
			吸合电 流, 不 大于	释放电 流, 不 大于		吸合	释放
PЭC49	PC4.569.000	1330...2185	8.3	0.8	24...30	3	2
	PC4.569.423	1580...2185	8	1.6	22...36		
	PC4.569.424	640...960	12	2.2	16...20		
PЭC54*	XП4.500.010**	3400...4600	3	0.3	22...32	14	8
	XП4.500.011	34000...4600	3.6	0.4	24...33		
PЭC59*	XП4.500.020***	1700...2300	2.4	0.4	9...11	20	12
	XП4.500.021**	110...150	11	1.4	2.1...2.7		
PЭC60	PC4.569.436	1445...1955	8.4	1.8	23...34	3.5	1.5
	PC4.569.437	675...925	12.4	2.6	16...20		
	PC4.569.438	230...310	22.5	4.8	10...16		
	PC4.569.439	55...61	51	11	5...8		
	PC4.569.440	32.4...39.6	60	13	3.5...4.5		

* 带字母A标记的不带固定弯角; 带字母B占标记的有固定弯角

** 带一组用于开关的接点(接点1—3)

*** 带一组用于断开的接点(接点2—3)

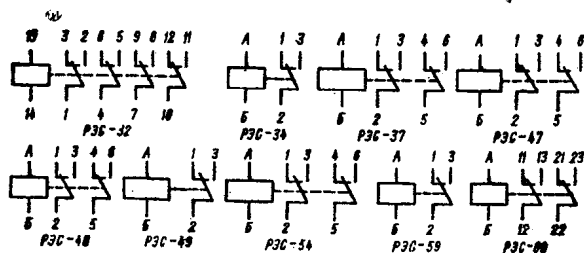


图2.4 非极化继电器电路

表2.8 小型继电器允许被切换的电流和电压

型号	允许被切换的电流A		允许被切换的电压V		最大切换次数
	直 流	交 流	直 流	交 流	
P3C32	0.03...2	0.05...0.5	12...220	6...220	$10^4 \dots 10^6$
P3C34	0.01...2	0.2...0.5	6...34	6...115	$10^4 \dots 10^5$
P3C37	0.002...0.1	—	1...300	—	10^6
P3C47	0.01...3	0.05...0.3	5—34	12...115	$2 \cdot 10^3 \dots 10^5$
P3C48	0.1...3	0.1...3	6...220	15...150	10^5
P3C49	0.001...1	—	6...150	—	10^5
P3C54	0.01...2	0.01...0.2	6...220	6—220	$5 \cdot 10^4 \dots 2.5 \cdot 10^5$
P3C59	0.01...1	0.01...1	6...127	6...127	$5 \cdot 10^4 \dots 2.5 \cdot 10^4$
P3C60	0.01...1	0.01...0.15	6...30	6...120	$10^4 \dots 10^5$

注：交流数据相应于50—1000Hz频率

切换纯阻负载和感性负载对接点来说最不利的是电路的断开过程，因为这时会产生电弧放电。在感性负载情况下，切换0.5—1A的电流会使继电器的耐磨性，与纯阻负载情况相比，降低1—1.5倍。在切换感性负载时，为了消除电弧，必须采用消火花回路，该电路与接点或负载并联连接。

把继电器的绕组接入晶体管电路时，为了防止晶体管损坏，必须采取措施抑制反向自感应电动势。为此与晶体管并联一只二极管就可以满足要求，二极管的连接极性应该是，当电路处在稳定状态时，二极管处于截止状态。

2.2.3 小型遥控开关(图2.5)

它是一种双稳电磁继电器，带有用于正接通和反接通的控制绕组、多组接点和把衔铁箝定在两个位置上的磁铁系统(图2.5)。在相应绕组中的电流作用下，衔铁从一个位置转到另一个位置。这种继电器通常称为极化继电器。脉冲控制源的正极性引出端接绕组的头，而负极性引出端接绕组的

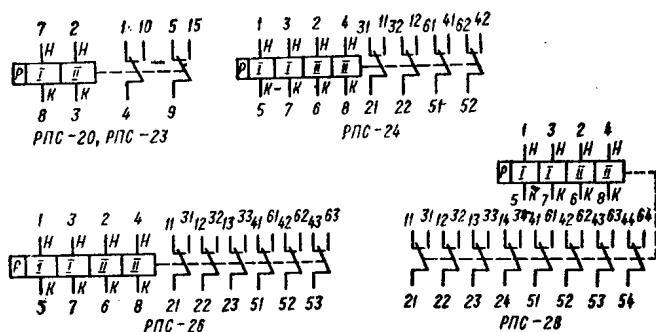


图2.5 极化继电器电路

尾，反极性连接和向两个绕组同时加电压都是不允许的。

PNC-24、PNC-26、PNC-28型开关有两个用于正接的绕组和两个用于反接的绕组。两个正接和两个反接绕组并联使吸合电压减小一半，串联时吸合电压不变。控制脉冲应具有很陡的前沿，脉宽应不小于25ms。绕组连续承受电压作用的时间不允许超过1分钟。PNC-23型开关的动作时间不大于8ms，PNC-24和PNC-28的动作时间不大于10ms，PNC-26的不大于12ms。开关的质量，PNC-20和PNC-23型为20g，PNC-24型为45g，PNC-26型为100g，PNC-28型150g。遥控开关不可能通过自身的接点接通工作。由于没有磁屏蔽，所以这类开关相互之间不要挨得很近，也不要装在有磁场作用的地方和装在用磁性材料制成的面板上。板化继电器的参数列于表2.9，切换特性列于表2.10。

2.2.4 P3C42-P3C46、P3C55型磁控接点继电器(图2.6)

这些继电器用于切换直流和交流电路。P3C42包括一个、

表2.9 极化继电器参数

型 号	技术证书编号	每个绕组的电阻*, Ω	吸合电压 V, 不大于	工作电压**, V
PΠC20	PC4.521.751	30	3.6	6.3
	PC4.521.752	130	7.8	12.4
	PC4.521.753	220	10	15.75
	PC4.521.754	660	18	28
	PC4.521.755	660	18	28
	PC4.521.757	320	13	20
	PC4.521.758	18	2.8	4.6
	PC4.521.759	500	16	28
	PC4.521.760	200	10	15.75
	PC4.521.761	30	3.6	6.3
	PC4.521.762	130	7.8	12.4
	PC4.521.763	600	18	28
СΠC23	PC4.520.021	230	13	22
PΠC24	PC4.521.914	290	18	28
	PC4.521.915	49.5	8	12.4
	PC4.521.916	290	18	28
	PC4.521.917	290	17	28
	CC4.521.918	290	17	28
	CC4.521.919	290	17	28
	PC4.521.920	69.5	8	12.4
PΠC26	PC4.521.926	300	18	28
	PC4.521.927	75	8	12.4
	PC4.521.928	300	17	28
PΠC28	PC4.521.938	340	18	28
	PC4.521.939	80	8	12.4
	PC4.521.940	340	17	28

* 允许误差 $\pm 10\%$ ** 允许误差 $\pm 20\%$

PЭC43 包括两个、PЭC44 包括三个密封磁控闭合接点 KЭM-2。继电器 PЭC45 有一个、PЭC46 有两个密封接点 KЭM-1。PЭC42、PЭC43、PЭC44 型继电器保证正常工作的环境温度，当绕组串联时为 -60°C — $+100^{\circ}\text{C}$ ，绕组并联时或每个绕组单独工作时为 -60°C — $+85^{\circ}\text{C}$ 。

在温度 40°C 以下所允许的相对湿度为 98% 以下。

表2.10 极化继电器参数

型 号	允许切换电流, A		允许切换电压, V		动作频率, Hz 不大于	保证开 关循环 次数, 不少于
	直 流	交 流	直 流	交 流*		
РПС20, РПС23 РПС24, РПС26	0.08...2	0.05...0.5	6...34	12...115	3	10000
РПС28	—	0.5...1	—	12...115	0.5	
РПС20, РПС24	$5 \cdot 10^{-6} \dots 10^{-3}$ 0.001...0.01 0.01...0.1	$5 \cdot 10^{-6} \dots 10^{-3}$ 0.001...0.05 0.01...0.1	0.05...10 3...32 10...32	0.005...10 5...115 10...32	3	10000

* 相应于频率50~400Hz。

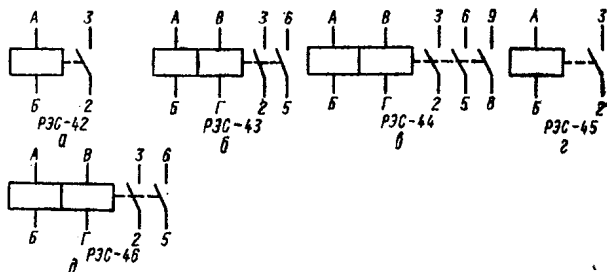


图2.6 磁控接点继电器电路

P3C42—P3C46型继电器的频率特性列于表2.11, 切换特性列于表2.12。

2.3 电 池

2.3.1 太阳能电池

它可用有毛病的大功率晶体管自己制作, 只要这些管子中没有短路, 基极和集电极、基极和发射极没有断裂就可以用。这些晶体管如果是金属壳的, 则把外壳小心地去掉, 或

表2.11 P3C42—P3C46型继电器频率特性

型 号	技术证书编号	绕 组 数 据		电 压 V		工作*4
		引线标记	电阻*** Ω	吸 合 不大于	释 放 不小于	
PЭC42	PC4.569.151	A—B	820	6.5	1.2	12
PЭC43	PC4.569.152	A—B	4000	14	3	27
	PC4.569.201	A—B	230	5.5	1	12.4
		B—Γ	230	5.5	1	12.4
		AΓ(BB)*	460	5.5	1	12.4
		AB—BΓ	114.5	2.8	0.5	12.4
	PC4.569.202	A—B	1200	11.5	2	30
		B—Γ	1200	14	2.5	27
		AΓ(BB)*	2400	13	2.5	27.5
		AB—BΓ	600	6.5	1.2	25
	PC4.569.203	A—B	760	5.6	1.1	10
PЭC44	PC4.569.204	A—B	7500	23	3	48
	PC4.569.251	A—B	190	6	1	12.4
		B—Γ	190	6	1	12.4
		AΓ(BB)*	380	6	1	12.4
		AB—BΓ**	95	3	0.5	11.6
	PC4.569.252	A—B	900	15	2.5	27
		B—Γ	900	13.5	2	27
		AΓ(BB)*	1800	14	2.2	27
		AB—BΓ**	450	7	1.1	24
	PЭC45	PC4.569.253	A—B	3800	22	3
PC4.569.301		A—B	740	8	1.6	13.15
PC4.569.302		A—B	2000	14.5	2.7	28
PC4.569.351		A—B	490	7.4	1.5	13.15
PC4.569.352		A—B	1600	15	2.6	28
PC4.569.353		A—Γ	200	6.8	1.4	12.2
		B—Γ	200	6.8	1.4	12.2
		AΓ(BB)	400	6.8	1.4	12.2
		AB—BΓ*	100	3.4	0.7	9.6
PC4.569.354		A—B	640	13.5	2.4	24
		B—Γ	640	13.5	2.4	24
		AΓ(BB)*	1280	13.5	2.4	24
	AB—BΓ**	320	6.8	1.2	16	

* 当绕组串联连接时

** 当绕组并联连接时

*** 允许误差±10%

*4 允许误差±20%

者把它的顶部锯下去就成了一个电池单元。在光照下，加上大约0.15V的电压它可给负载大约0.2—1.5mA电流。一个电池组由两排并联的光电变换元件构成，每一排串联连接着10

表2.12 磁控接点继电器切换特性

型 号	切 换 工 作 状 态		电 流 种 类	负 载	动作频率, Hz 不大于	动作次数 不 小 于
	电流, A	电压, V				
PЭC42,	$5 \cdot 10^{-3}$ — 10^{-3}	0.05—30	直流 和 10Hz	纯电阻	100	10^5
PЭC43,	0.01—0.1	0.05—30	以下交流			10^7
PЭC44	0.1—0.25	0.05—30		感 性	100	10^5
	0.02—0.03	150—180		$\varepsilon \leq 0.0155$		10^5
	0.01—0.1	0.05—30	直 流			10^5
	0.1—0.2	0.05—30	直流和10RHz	纯电阻	50	$0.5 \cdot 10^5$
PЭC45,	$5 \cdot 10^{-3}$	$5 \cdot 10^{-2}$	以下交流			10^5
PЭC46						
	0.03	220	直 流	纯电阻	10	10^5
	0.25	30			50	$5 \cdot 10^7$
	0.5	30			5	10^5

—12个元件。采用П201—П203、П213—П217型 晶体管，在电压1.5V的情况下可以得到大约3mA的电流。

2.3.2 温差电池

为了组成这种电池，必须制作60个热电偶，其中每个热电偶用两段不同的导线(钢的和康铜的)制成，其长度130—140mm，直径大约1.3mm，一端用平口钳扭绞在一起(大约3—5圈)，然后用乙炔焊枪焊接起来，或用气体喷灯银焊，也可以采用点焊。把制作好的这些热电偶成放射形焊在一起并布置在石棉水泥板上，热电偶的“冷”端串联连接起来。把制作好的温差电池中心部分在喷灯或火堆上加热，这时产生的电流为0.3A时，电压大约为4.5V。这足以满足例如微电机或晶体管收音机工作的需要。可以把任意数量的同样热电偶串联起来，这时输出端上的热电动势随之增加，但电池的内阻也以同样的倍数增加。

2.3.3 最简单的电池

用一片铁片和一片铜片，中间夹一层浸透稀食盐溶液（半勺盐一杯水）的吸墨纸就可以制成一只这样的电池。用铜片、锌片或锡片效果更好。

把一根铁丝和一根铜丝插入柠檬、苹果或咸黄瓜里（插到啤酒里效果更好），就可以得到电动势0.1V的电池。把几个这样的单元连接起来，可以得到一个为最简单的无线电接收机供电的电池。用一张纤维纸浸透过硫酸钾和炭粉，然后一面敷一层导电的铝箔，另一面先敷一层干燥的撒上食盐粒的薄纸，如过滤纸，然后再敷一层锌箔或镁箔，这样就作成了一只化学电池。这样一个尺寸为 $1 \times 45 \times 45\text{mm}$ 的电池，在5—7分钟内可在2V电压下给出0.5A的电流。滤纸在用之前先湿润一下，然后再敷以锌箔。

2.3.4 原电池和电池组

小型无线电设备用的最便宜、最普遍的电源是原电池。原电池的最重要参数是制成后的保证贮存期限。电池组必须存放在干燥而凉爽的地方（如放在冷藏箱的低层隔板上）。为了延长原电池的寿命，必须使消耗的最大电流为起始容量的0.01—0.02，不要超过该容量的0.1—0.2。

原电池和电池组的主要参数列于表2.13。

为电灯供电工作时，原电池的容量会迅速下降，但是，当它已不足以点亮白炽灯时，它还能给晶体管设备供电工作很长时间，提供给负载30—50mA的电流。原电池允许放电到0.8V，再进一步使用，其内阻会骤然增加。如果用脉动电流给原电池补充充电（再生），则可以大大提高它的寿命。某些原电池可以反复再生20—25次。用第三章所介绍的不太复杂的设备就可以实现原电池的再生。

表2.13 原电池和电池组的主要参数

参 数	型 号, 符 号										
	312	314	316	326	336	343	373	3336/J	《红宝石》	《皇 冠》	
起始电压, V	1.5	1.5	1.5	1.5	1.5	1.5	1.5	4.5	4.2	9.0	
起始容量, Ah	0.21	0.42	0.6	0.85	1.4	1.2	5.4	1.0	2.5	0.6	
测试电流, mA	3.5	3.5	5.0	7.0	—	75	75	300	100	10.0	
平均电流, mA	3.5	7.0	15.0	20	30	40	100	30	50	12	
最大电流, mA	20	40	60	80	120	120	400	100	200	60	
贮存期限, 月	6	6	6	6	12	18	18	6	6	6	
外形尺寸, mm	$\varnothing 14 \times 25$	$\varnothing 14 \times 38$	$\varnothing 14 \times 50$	$\varnothing 16 \times 50$	$\varnothing 20 \times 50$	$\varnothing 26 \times 49$	$\varnothing 34 \times 62$	$22 \times 63 \times 65$	$22 \times 63 \times 65$	$22 \times 26 \times 40$	
质量, g	10	15	20	25	45	52	115	240	200	40	

2.3.5 蓄电池和蓄电池组

移动无线电设备最广泛采用的自主电源是碱性(镉-镍和铁-镍)蓄电池。与酸性蓄电池相比,碱性蓄电池对过充电和欠充电(充电不足)不那么敏感,机械强度好,制备电解液时允许用普通饮用水。

新充电的碱性蓄电池的电动势为1.7—1.8V,但经过几个小时以后,甚至在不接负载的情况下,也会降到1.4—1.5V,接上负载以后,蓄电池的电压逐步降到1—0.95V。碱性蓄电池的电解质是浓度为1.16—1.30g/cm³的苛性钾水溶液。为了增加蓄电池的容量,在电解质中掺入少量的苛性锂(苛性钾总量的1—2%)。碱性蓄电池的充电电流,数值上相当于以安-时计的蓄电池容量的1/4—1/6。

为充满电而应该传给蓄电池的电量,是其额定容量的150%。蓄电池当其电压降到1—0.95V时就应停止使用。大多数镉-镍蓄电池的使用期限大约是1000次的充-放电循环周期,铁-镍蓄电池为750次的充-放电循环周期。但是,在500次循环之后,蓄电池的容量就下降,并可能为额定容量的

表2.14 碱性蓄电池的参数

型 号	正常充电 放电电流, A			型 号	正常充电 电 流 A	放 电 电 流, A	
	电 流, A	正 常 放 电	1 小 时 放 电			正 常 放 电	1 小 时 放 电
HK-3	0.75	0.28	3	HK-55	14	5.65	55
HK-13	3.3	1.25	13	HЖ-60	15	7.5	60
HK-14	2.5	1.75	—	HK-80	20	7.5	80
HЖ-22	5.5	2.75	22	HЖ-100	25	12.5	100
HK-28	7	2.75	28	HK-125	31	12.5	125
HЖ-45	11.25	5.65	45				

注 1. 正常放电时间为6小时

2 1小时放电时的终了电压为0.5V

75%。蓄电池的容量以安-時計表示在字母标记 HK 和 HЖ 之后。碱性蓄电池的参数列于表2.14。

盘形镉-镍蓄电池和蓄电池组用在小型无线电设备中。某些这类电池的主要参数列于表2.15。

表2.15 蓄电池和蓄电池组的主要参数

参 数	型 号			
	Д0.06	Д0.1	Д0.25	7Д0.1
额定电压, V	1.25	1.25	1.25	8.75
额定容量 A·h	0.06	0.1	0.25	0.1
额定放电电流, mA	6 (18)	10 (30)	20 (60)	10 (30)
放电终止电压, V	1	1	1	7
充电电流, mA	6	12	20	12
充电时间 h	15	15	19	15
寿命, 充放电循环次数	150	150	200	150
贮存周期, 年	1.5	1.5	2	1.5
外形尺寸 mm	∅15.6×6.4	∅20.1×6.9	∅27.2×10.3	∅24.1×62
质量 g	4	7	16	60

注：括号中给的是电流最大值。

在蓄电池的标记中，字母“Д”表示盘形的，字母后边的数字表示额定容量，以安-時計，字母前的数字表示蓄电池组中电池单元的个数。从盘形蓄电池消耗的电流平均值，应相当于其10小时放电的电流（Д-0.25型例外，其放电电流在供电灯工作时可达150mA）。

第三章 电源和充电设备

3.1 整流器的电路选择和计算

供电电压的不稳定性会引起无线电电子设备工作状态的变化：输出功率发生变化，非线性失真增大，外差振荡器的振荡可能中断；电源电压降低时电视图象质量变坏等。电源电压升高可能导致元器件过热，电容器击穿，以及发生其它所不希望的现象。因此，完善的无线电电子设备的供电应该是稳定的。采用稳压器或稳流器可以达到这个目的。

在选择整流器和平滑滤波器的电路时，要考虑整流管的负载类型。在半波整流器和倍压整流器中，负载通常具有电容特性。这种整流器与工作在感性负载的整流器相比，其效率较低，而内阻较高。当负载电流超过1A时，为了限制流过整流管的峰值电流，采用以电感开始的滤波器。但这会导致在接通整流器和转换负载时在输出电容器上产生过压，这一点对半导体电路特别危险。

采用更高频率 ($f_c = 400 - 2400\text{Hz}$) 的电源为整流器供电，可大大缩小电容器、变压器、滤波器扼流圈的尺寸。选择整流器的电路时，要比较各种电路在不同负载下工作时的各项指标(表3.1)，其中 V_0 ——整流出的电压； K_{n1} ——基波的纹波系数，它等于整流出的电压基波分量与其直流分量之比； f_{n1} ——基波波纹频率； $V_{os p \max}$ ——二极管上的最大反向电压； I_{cp} ——变压器绕组中电流的平均值； I_g ——二极

管电流的有效值； $I_{g\max}$ ——二极管电流的幅值； V_2 ——次级绕组相电压的有效值； I_2 ——次级绕组电流的有效值； S_2 ——变压器次级绕组的功率， $V\cdot A$ ； I_1 ——次级绕组相电流有效值； S_1 ——变压器初级绕组功率， $V\cdot A$ ； S_{TP} ——变压器功率， $V\cdot A$ ； k_{TP} ——变压器利用系数，它等于负载上耗散的功率与变压器功率之比。系数 B 、 F 、 D 和 H 是计算整流器所必需的，它们与参数 A 有关，可按图3.1上的曲线确定。参数 $A = (\pi/m)(r_\phi/R_H)$ ，式中 r_ϕ ——整流器相电阻，它等于变压器次级绕组电阻和整流器二极管导通时的电阻之和； R_H ——负载电阻； m ——整流器相数。对于功率10w以下的整流器，一般选 $r_\phi \approx 0.1R_H$ ，而对于100w以下的整流器，选 $r_\phi \approx (0.05-0.08)R_H$ 。系数 $H(\mu F)$ ，对于半波整流电路，借助曲线1确定，对于其它电路，借助曲线2确定，用它来估算在整流器输出端电容器 C 上的纹波系数。

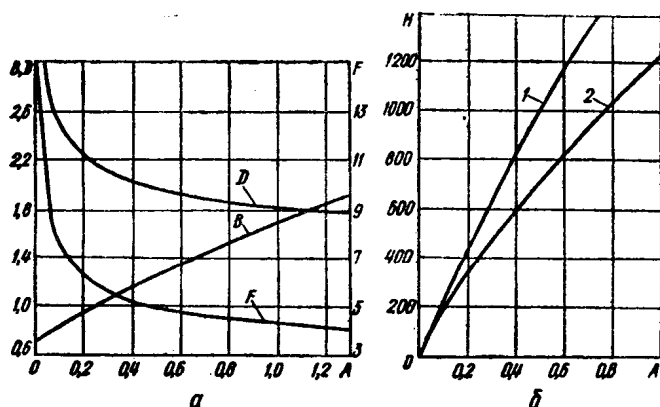


图3.1 计算滤波器输入端所用的曲线

1.——对于半波整流电路，2.——对于其它电路

表3.1 用于计算整流器电路的关系式

电 路 类 型	负 载	U_o	K_{n1}	f_{n1}	$U_{oop \cdot max}$	I_{cp}	I_g	$I_{g \cdot max}$	U_2	I_2	S_2
半波整流	R	$0.45U_o$	1.57	f_C	$3.14U_o$	I_o	$1.57I_o$	$3.14I_o$	$2.22U_o$	$1.57I_o$	$3.49P_o$
	RC	U_2/B	$H/r\phi C$	f_C	$2.82BU_oI_o$	I_o	DI_o	FI_o	BU_o	DI_o	BDP_o
	R	$0.9U_2$	0.67	$2f_C$	$3.14U_o$	$0.5I_o$	$0.785I_o$	$1.57I_o$	$1.11U_o$	$0.785I_o$	$1.74P_o$
	RC	U_2/B	$H/r\phi C$	$2f_C$	$2.82BU_o$	$0.5I_o$	$0.5DI_o$	$0.5FI_o$	BU_o	$0.5DI_o$	BDP_o
桥式整流	L	$0.9U_2$	0.67	$2f_C$	$3.14U_o$	$0.5I_o$	$0.707I_o$	I_o	$1.11U_o$	$0.707I_o$	$1.57P_o$
	R	$0.9U_2$	0.67	$2f_C$	$1.57U_o$	$0.5I_o$	$0.785I_o$	$3.14I_o$	$1.11U_o$	$1.11I_o$	$1.23P_o$
	RC	U_2/B	$H/r\phi C$	$2f_C$	$1.41BU_o$	$0.5I_o$	$0.5DI_o$	$0.5FI_o$	BU_o	$0.707DI_o$	$0.707BDP_o$
	L	$0.9U_2$	0.67	$2f_C$	$1.57U_o$	$0.5I_o$	$0.707I_o$	I_o	$1.11U_o$	I_o	$1.11P_o$
倍压整流	RC	$2U_2/B$	$H/r\phi C$	$2f_C$	$1.41BU_oI_o$	I_o	DI_o	FI_o	$0.5BU_o$	$1.41DI_o$	$0.7BDP_o$
	R	$2.34U_2$	0.057	$6f_C$	$1.05U_o$	$0.33I_o$	$0.58I_o$	$1.05I_o$	$0.43U_o$	$0.82I_2$	$1.05P_o$

续表

电 路 类 型	负 载	I_1	S_1	S_{TP}	k_{TP}
半波整流	R	$1.21 \frac{\omega_2}{\omega_1} I_0$	$2.69 P_0$	$3.09 P_0$	0.324
半波整流	RC	$\sqrt{D_2 - 1} I_0 \frac{\omega_2}{\omega_1}$	$B \sqrt{D_2 - 1} P_0$	$0.5B(D + \sqrt{D^2 - 1}) P_0$	0.47
全波整流	R	$1.11 \frac{\omega_2}{\omega_1} I_0$	$1.23 P_0$	$1.48 P_0$	0.676
全波整流	RC	$0.707 D \frac{\omega_2}{\omega_1} I_0$	$0.707 B D P_0$	$0.85 B D P_0$	0.545
桥式整流	L	$I_0 \frac{\omega_2}{\omega_1}$	$1.11 P_0$	$1.34 P_0$	0.748
	R	$1.11 I_0 \frac{\omega_2}{\omega_1}$	$1.23 P_0$	$1.23 P_0$	0.773
	RC	$0.707 D I \frac{\omega_2}{\omega_1}$	$0.707 B D P_0$	$0.707 B D P_0$	0.66
倍压整流	L	$I_0 \frac{\omega_2}{\omega_1}$	$1.11 P_0$	$1.11 P_0$	0.9
	RC	$1.41 \frac{\omega_2}{\omega_1} I_0$	$0.7 B D P_0$	$0.7 B D P_0$	0.63
三相桥式整流	R	$0.82 I_0 \frac{\omega_2}{\omega_1}$	$1.05 P_0$	$1.05 P_0$	0.91

3.1.1 单相半波整流电路(图3.2)

它由一个单相变压器和一只二极管组成。该电路具有频率等于电网频率($f_n = f_c$)的很大基波纹波;在二极管上有很高的反向电压,变压器的铁芯受到强迫磁化,而且变压器在功率方面不能充分利用, $k_{TP} \approx 0.48$ 。

在负电流较小、输出功率10W以下的情况下采用这种电路。

3.1.2 双向单端全波整流电路(图3.3)

它包括一个次级绕组有中心抽头的变压器和两只二极

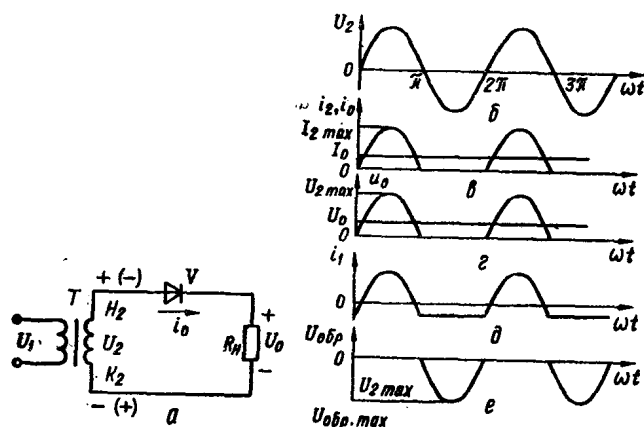


图3.2 半波整流器

a——原理图, b——次级绕组电压, c——二极管、次级绕组、负载中的电流, d——负载上的电压, e——次级绕组中的电流, f——二极管上的反向电压。

管。负载为电阻时, 频率等于电网频率2倍($f_n = 2f_c$)的二次谐波的纹波系数 $k_{n1} = 0.68$; 变压器的利用系数, 对于电容负载 $K_{TP} \approx 0.55$, 对于电阻负载 $K_{TP} = 0.642$, 对于电感负载 $K_{TP} = 0.75$ 。滤波器电路比半波整流电路的要简单, 因为这

时纹波频率高，而其幅度大约低1.5倍。二极管上的电压，对于电阻和电感负载，是整流出的电压的3.14倍，对于电容负载，是整流出的电压的2.52倍。

在负载是电感和电容的情况下，要求得到几十伏的电压和50W以下的功率时可采用这种电路。

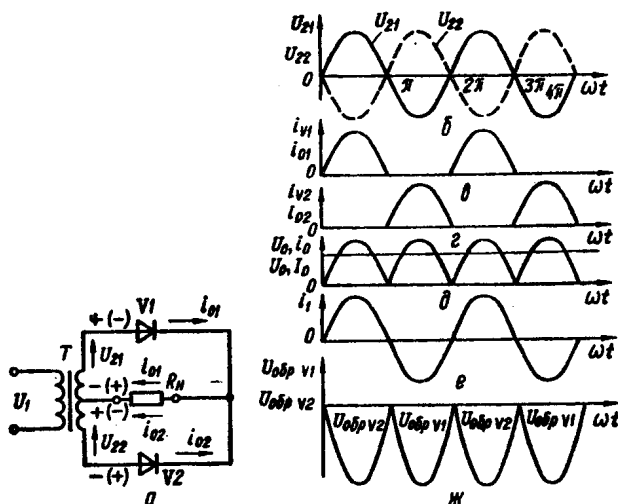


图3.3 变压器次级绕组有中心抽头的全波整流器

a——原理图； δ ——次级绕组上的电压； σ ——第一只二极管的电流； ε ——第二只二极管的电流； θ ——负载上的电流和电压； e ——初级绕组电流； κ ——二极管上的反向电压。

3.1.3 桥式整流电路(图3.4)

它包括一个单相变压器和一个二极管电桥。变压器的利用系数，对于电感负载 $K_{TF}=0.9$ ，对于电容负载 $K_{TF}\approx 0.66$ ，对于电阻负载 $K_{TF}=0.7$ 。负载为电阻和电感时，二极管上的反向电压是整流电压的1.57倍，负载是电容时是1.41倍。

纹波频率和幅度与全波整流的情况相同。桥式整流电路的输出电阻小。在负载为电容和电感的情况下,功率不超过300W时,建议采用这种电路。

当桥式电路中变压器的次级绕组有中心抽头时(图3.5),除主负载上的电压外,还能产生两个整流电压。在附加负载 R_{H2} 和 R_{H3} 上的这两个电压,是由两个双相单端整流电路产生的。其中负载为 R_{H2} 的电路由二极管V1和V2构成,以 R_{H3} 为负载的另一个电路由二极管V3和V4构成。附加负载上的电压是主负载上电压的一半。

3.1.4 推挽桥式倍压电路(图3.6)

该电路在输出端能够给出的电压是输入电压的两倍。该电路可无变压器工作。其负载为电阻-电容性;纹波频率 f_n ,

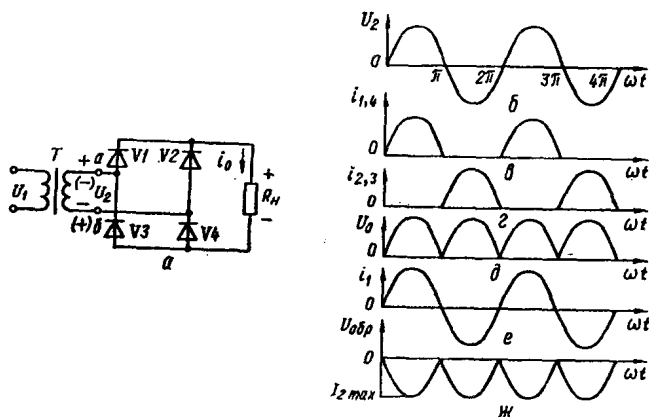


图3.4 单相桥式整流电路

a——原理图; U_2 ——变压器次级绕组上的电压; $i_{1,4}$ ——第1个和第4个晶体二极管的电流; $i_{2,3}$ ——第2个和第3个晶体二极管的电流; U_0 ——负载上的电压和电流; i_0 ——负载上的电压和电流; i_1 ——变压器初级绕组中的电流; $U_{0\delta p}$ ——整流管上的反向电压。

$=2f_c$ ；二极管上的反向电压是整流出的电压的1.5倍（比桥式电路情况下小1倍）；变压器利用系数 $K_{TP}=0.64$ 。倍压

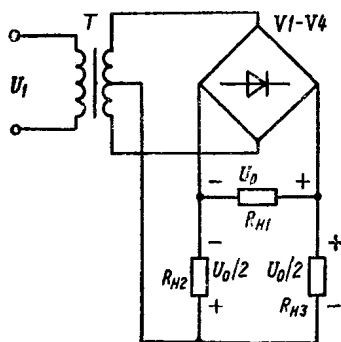


图3.5 具有两个整流电压的桥式电路

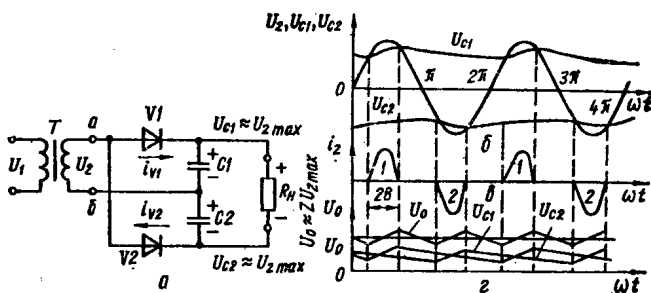


图3.6 对称倍压电路

电路是桥式电路，其两个臂分别接二极管 $V1$ 和 $V2$ ，另两臂接电容 $C1$ 和 $C2$ ；一个对角线接变压器次级绕组，另一对角线接负载 R_H 。该倍压电路可以分解成由变压器的一个次级绕组供电并且接到一个公共负载上的两个串联的半波整流电路，它们交替地在正弦波电压 U_2 的不同半周内工作。负载上

的电压由电容器 C_1 和 C_2 上的电压叠加而成。在负载电流较小(几十毫安)的情况下,借助倍压电路可在很高负载电阻上得到很高的整流电压(达几十千伏)。

3.2 无变压器电源设备及电压交换器

为了由交流电网供电,便携式晶体管收音机广泛采用整流器。供电设备(图3.7)由全波整流器和由稳压管构成的参量稳压器组成。当电流为25—30mA时,它的输出电压为9V。吸收电容器 C_1 和 C_2 决定着设备从电网消耗的电流值。电容器 C_3 起滤波作用(用于平滑纹波),电阻 R_2 和稳压管 V_5 组成参量稳压器。

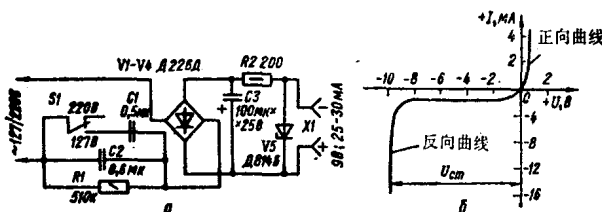


图3.7 无变压器电源设备(a)和稳压管的伏-安特性(b)

图3.8所示是无变压器电压变换器电路。由一块数字集成电路构成一个经济的方波脉冲主控振荡器,其脉冲重复频率10kHz,幅度大致等于电源电压(9V)。在头半周期内晶体管 V_1 和 V_4 导通, V_2 和 V_3 截止,电容器 C_3 通过饱和的晶体管 V_4 和二极管 V_5 充电到几乎等于电源电压值;在后半周期内,电容器 C_4 通过晶体管 V_3 和二极管 V_6 也以类似方式充电。在电容器 C_5 上这两个充电电压相加,因此在变压器输出端上的电压大约等于电源电压的两倍。在接上负载以后,当

电流为120mA时，电压降到16V；这时纹波电压为20mV，效率大约为85%，输出电阻约为10Ω。

所用元器件：晶体管，型号KT315(V1)和KT361，其 $h_{213} \geq 50$ ；二极管，型号Д312、Д313、Д311或Д7；集成电路，型号176ЛА或176ЛЕ5。

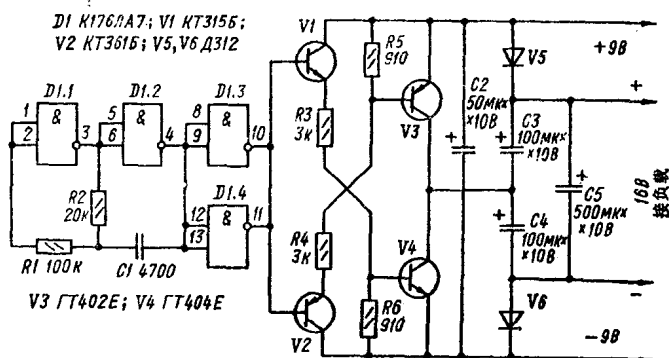


图3.8 无变压器电源变换器电路

3.3 蓄电池及电池组的充电设备

为了使蓄电池能正常工作，必须要保持其正常工作状态，放电量不能超过其容量的75%。充电电流通常为对于酸性蓄电池， $I=0.1Q$ ；对于碱性蓄电池， $I=0.25Q$ （ Q ——技术说明书规定的蓄电池容量，A·h； I ——平均充电电流，A）。

人们已经证明，酸性蓄电池的充电状态是很临界的：过大的充电电流会造成极板的变形，而充电不足又会造成极板

的硫酸化。根据电解质的浓度和每个电池单元上的电压（满充电时为2.5—2.6V）监控酸性蓄电池的充电程度。碱性蓄电池对工作状态不那么临界，其充电终止时刻可根据每个单元上的直流电压（1.6—1.7V）进行监控。

3.3.1 自动充电设备(图3.9)

为了调节充电电流，设备中采用了与变压器次级绕组串联连接的电容器箱。与电阻、晶体管、可控硅等电流调节器相比，这种电流调节器能显著地降低耗散的热功率。

该设备可把12V蓄电池的充电电流以1A的间隔调到给定的数值，最大电流达15A。在蓄电池满充电以后，该充电设备便自动的将其断开。充电电流由开关S2—S5的确定组合接通状态来设定。开关S2的接通相应于1A，S3的接通相应于2A，S4相应于4A，S5相应于8A。几个开关同时接通时，充电电流等于各开关相应电流之和。晶体管V8、V9和继电器K2组成门限装置。当插座X2、X3上的电压达到蓄电池满充电时，该装置即动作。动作门限由可变电阻R4设定。继电器接点K1.2是为防止当充电设备与电网断开以后蓄电池通过门限装置放电。在蓄电池接到插座X2、X3并把开关S2—S5置于所需位置以后，可用按钮S1把充电设备与电源接通。这时继电器K1吸合，其接点K1.1使按钮S1闭锁，而接点K1.2把门限装置电路接通。

所用元器件：晶体管V8，型号为KT801A或KT602，KT603，П701；V9其型号为МП37、KT315、KT312，KT601—KT603；测量表头PA1和PV1，其型号为M5-2，量程分别为30A和30V；继电器K1其型号为PC-13（接点K1.1由三个并联的接点组成）；V2—V5，型号Д305，Д214，Д242，安装在散热器上；电容器C1—C4，型号МБГЧ，МБГО，

МБГП, МБМ, 工作电压600V, 或型号 МБГ-ММ, МБГЧ-300V; C5—C7, 型号K-50-3, K50-6, ЭГЧ; 变压器 T_1 : 绕组 I 329匝, 导线 ϕ 1.16mm, 绕组 II 34匝, 导线 ϕ 2.46, 铁芯 32×100 。

调试主要是按给定的充电电流选匹电容器组C1—C4。

长期使用铅蓄电池会造成其极板的硫酸化因而不能正常工作。但有一种方法可以使它恢复工作, 就是用非对称波形的电流给蓄电池充电。用这种方法也可以对正常工作的蓄电池进行保养性充电, 这样可以延长其寿命期限。用非对称波形电流充电时, 电流的充电分量和放电分量的持续时间之比若为 $T_1=0.5T_2$, 则两个分量的最佳值相应于 $I_1=-10I_2$ 的条件。

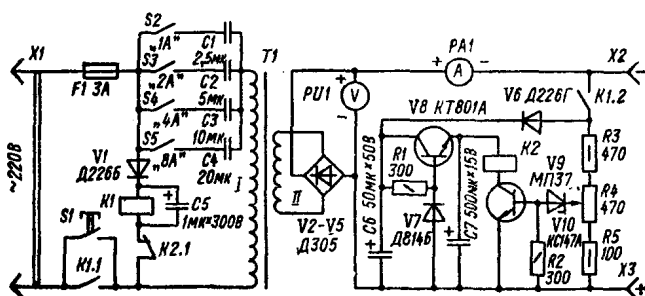


图3.9 充电设备电路

3.3.2. 脱硫充电设备电路(图3.10)

充电设备由整流器、参量稳压器(V2)和稳流器(V3、V4)组成, 其中整流器是二极管V1 构成的半波整流电路。在变压器接电网时, 指示灯H1 点亮。充电电流通过选配电阻R3来调整, 其平均值约为7.8A。放电电流由电阻R1给定。

变压器次级绕组上的电压等于 21V(幅值为 28V)。蓄电池上的电压, 在额定充电电流下, 等于 14V。因此, 只有当稳流放大器的输出电压幅值超过蓄电池的电压时, 才有蓄电池的充电电流, 在交流电压的每个周期的 T_1 时间间隔内, 形成一个充电电流脉冲。蓄电池在 $T_2 \approx 2T_1$ 的时间间隔内放电。因此电流表指示的是充电电流的平均值, 它大约等于充电电流和放电电流之和的幅值的 $1/3$ 。

充电设备可以采用电视机的 TC-200 型变压器, 把其上具有两个线圈的次级绕组取下来, 然后用 $\phi 1.5$ 的导线重新绕制一个 74 匝的绕组(每个线圈 37 匝)。晶体管 V4 安装在有效面积大约为 200cm^2 的散热片上。

所用元器件: 二极管 V1 可用耐压 100V, 电流 5A 的任何型号, V2 是一个或两个串联的 $\Pi 814$ A 型稳压管; 二极管 V5, 型号 $\Pi 226$, 晶体管 V3, 型号 KT803A, V4, 型号 KT803A 或 KT808A。

对充电设备进行调试时, 应选定晶体管 V4 基极上的电压。该电压取自与稳压管并联的 470Ω 电位器的滑动接点。这时选取电阻 R2 的阻值大约为 500Ω 左右, 移动电位器的滑动接点, 使充电电流的平均值等于 1.8A 。

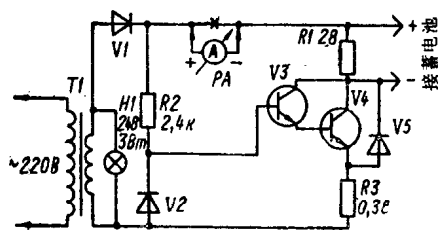


图3.10 脱硫充电设备电路

3.3.3 恢复小电池容量的充电设备(图3.11、图3.12)

许多小电池如果它的容量不低于额定值的0.3—0.5,可用非对称波形电流充电使其恢复工作。为了弄清小电池是否有可能恢复工作,需要确定一下在10 Ω 负载下它的电压变化,如果该电压变化不超过0.2V,则值得充电恢复。在进行此项工作时,必须在放电时间和充电时间之比为 $t_p/t_c \approx 1.5$ 的条件下,保持充电电流和放电电流的比例为 $I_p/I_c \approx 6$ 。小电池可以再生10次以上,每次充电到1.7—2.1V,充电时间可能达10—15小时。

变压器次级绕组的电压应为6.5—7V。整流二极管耐压100V电流,1A即可。为了稳定充电电流,可把一只3.5V的小白炽灯和小电池串联起来。对电压大约2V的电池充电时,变压器次级绕组上的电压应保持在2.3—2.5V。可用电压10—15V、容量10.0 μ F的电容器代替旁路整流二极管的电阻。

为了判断对蓄电池的使用是否正确,必须精确地监视其接线柱上的电压。有一种简单的指示器(图3.12),它能显示被监测的电压是否处在给定的范围内。发光二极管V2亮表明

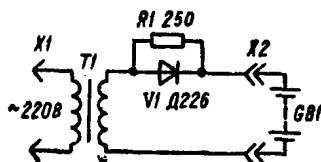


图3.11 恢复小电池容量的充电设备电路

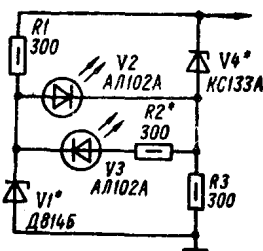


图3.12 发光二极管的电压指示器电路

充电电压低于额定值(11.4V)，发光二极管V3亮表明充电电压超过了额定值的上限(14.5V)。如果电压值处在11.4—14.5V范围内，则两个发光二极管都不亮。指示器的工作是基于稳管V1和V4的电阻与所加电压的非线性关系。供电电压11.4—16V时，设备消耗的电流为30—65mA。调试主要是精心选配打星号的器件。

3.4 稳压电源和直流变换器

稳压器具有以下特性参数。稳压系数 K_{CT} ——在负载电流不变的条件下，稳压器输入端电压的相对变化与输出端电压相对变化之比：

$$K_{CT} = \Delta U_{BX} / U_{BX} : \Delta U_{B61X} / U_{B61X}$$

式中 ΔU_{BX} 和 ΔU_{B61X} ——输入电压与输出电压的绝对变化量； U_{BX} 和 U_{B61X} ——额定输入电压和额定输出电压； $K_{CT} > 1$ (即 $\Delta U_{BX} > \Delta U_{B61X}$)。

输出电阻——稳压器对负载电流变化的反作用，它等于在稳压器输入电压不变的条件下，输出电压的变化与由此引起的负载电流变化之比

$$R_{B61X} = \Delta U_{B61X} / \Delta I_H$$

式中 ΔI_H ——稳压器负载电流的绝对变化量。

最简单的参量稳压器的电路示于图3.13a。该稳压器有以下参数： $K_{CT} = 100$ ； $R_{B61X} = 1\Omega$ ；允许的最大负载电流不超过稳压管 I_{CTmax} 的(0.5—1)倍。如果再用一只晶体管接成发射极跟随器(图3.13b)，则可把负载电流增加 h_{21} 倍(h_{21} ——晶体管基极电流的静态放大系数)。该稳压器的输出电压

$$U_{B61x} = U_{CT} - U_{6.9}$$

式中 $U_{6.9}$ ——晶体管发射节上的电压； $U_{B61x} \approx 7.6V$ 。稳压所必需的电流通过选配电阻 $R1$ 来确定。电阻 $R2$ 保证晶体管 $V2$ 在小负载电流下的正常工作状态。

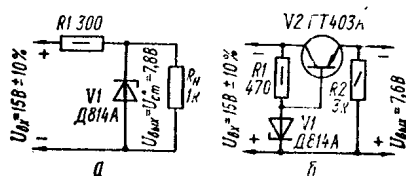


图3.13 参量稳压器电路(a)
具有更高负载能力的串联稳压器电路(b)

为了提高输出电压的稳定度(提高4—8倍),必须保证当稳压器输入电压变化时,流过稳压管的电流恒定不变。为此,用稳流器代替控制电流的电阻(平衡电阻)。图3.14a所示是一个由场效应晶体管构成的稳压电路。当输入电压 $U_{Bx} = 15V \pm 10\%$ 时,输出电压 $U_{B61x} = 8V$ 。串联的稳流器是一个有源限流器,当过载或负载短路时,它对流过晶体管 $V2$ 的电流起限制作用,因为调整管的基极电流在任何负载电阻下都不可能超过由稳流管给定的电流 I_{CT} ,因此,调整管的集电极电流被限定在 $I_{CT} h_{21s}$ 的水平上。

如果所要求的输出电压超过稳压管的电压,则可以采用代反馈信号放大器的稳压器(补偿式稳压器,图3.146)。如果通过 $R5$ 再加一个附加的直接耦合,则可把稳压系数提高到75(当负载电阻 $R_H = 250\Omega$ 时),并且还能压低输出电压的纹波系数。通过选配 $R5$, 使该附加直接耦合只在确定的输出电压和负载值。以及稳定的温度下,才有效地影响电压稳

定度。

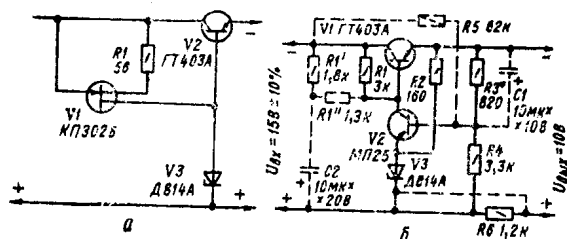


图3.14 稳压器电路

a——对稳压管电流有稳流的电路，

b——输出电压超过稳压管电压的电路

带有辅助输入电压源的高质量稳压器如图3.15所示。在该电路中，晶体管V2的集电极电流和晶体管V1的基极电压不变的条件下，当负载电阻R2的阻值增加时，反馈信号放大系数增大。该稳压器的稳压系数 $K_{CT} \approx 200$ ，输出电阻 $R_{B61} \approx 0.25 \Omega$ 。为了改变稳压器输出电压的极性，需要采用NPN型晶体管，并要相应地改变稳压管、电解电容器和输入电压的连接极性。

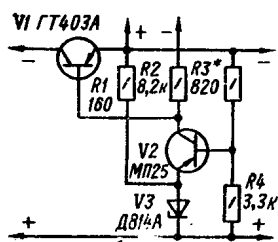


图3.15 带有辅助电压源的高质量稳压器电路

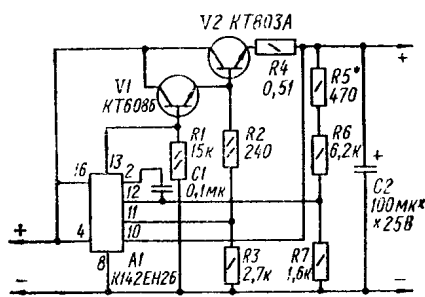


图3.16 由K142EH26型集成电路构成的稳压器电路

为了制作功率足够大的稳压电源，可以采用K142EH型集成电路稳压器。在工作原理上这种稳压器与普通的补偿式稳压器并无多大差别。当所需负载电流超过集成电路允许的极限时，应在该稳压器上外接一只调整晶体管。图3.16所示是由K142EH2B型集成电路构成的稳压器电路。它能保证在电压12V、稳压系数等于100的条件下，流过负载的电流为1.1A。该稳压器有过流保护装置，当负载电流超过1.15A时，该装置动作，当电流降回到1.1A时它自动复原。短路电流70mA。保护装置动作后，输出端上的剩余电压为3V。

采用脉冲变换器和功率调节器可以显著提高设备的效率（达95%），减小其外形尺寸和重量。输出电压低于输入电压并且不改变电压极性的开关稳压器电路如图3.17所示。标准电压 U_{osp} 加到比较器A1的同相输入端，输出电压加到它的反相输入端。当电路接通时，电容器C1开始经过导通的晶体管V1充电。充电速度取决于扼流圈L1的电感量和电容器C1的容量。只要电容器C1上的电压一超过标准电压，比较器A1就使晶体管V1截止。随着电容器C1经过负载放电，该电容器上的电压不断下降，于是比较器A1使晶体管V1重新导通，电容器C1又开始充电。二极管V2的作用是，当晶体管V1截止时使扼流圈-负载电路闭合。扼流圈L1和电容器C1中存贮的能量使沿着该电路流过的负载电流继续保持着原来的方向。开关速度取决于L1和C1的参数、负载的大小和比较器的滞后量。晶体管V1工作在开关状态，它只在从一种状态转入另一状态的过渡时间内才耗散功率。这个功率只是连续调整式稳压器中调整管耗散功率的几分之一。

开关方法的主要缺点是，在稳压器的输入端和输出端都存在着干扰，需要采用低频滤波器来抑制这些干扰。低频滤

波器的复杂程度取决于允许串入电源和负载电路中的干扰电平。

另一种开关稳压器示于图3.18。

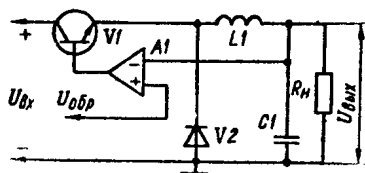


图3.17 输出电压低于输入电压的开关稳压器电路

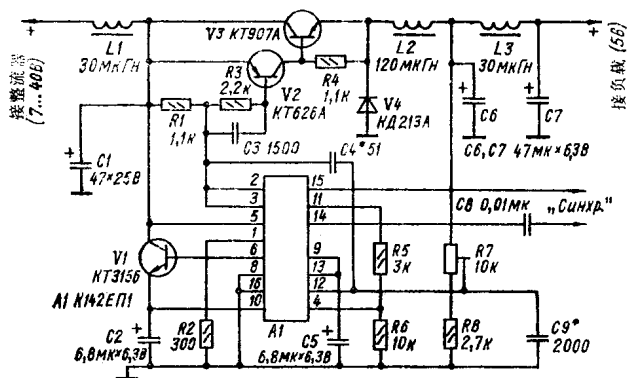


图3.18 开关稳压器电路

稳压器的主要技术特性：

额定输出电压	5V
最大负载电流	2A
输入电压	7—40V
效率	71—78%
稳压系数	50%
输出电阻	2.01Ω

输出电压波纹幅度 10mV

开关频率 40—90kHz

工作温度范围 -20°C — 60°C

比较器由K1426Π1(A1)型集成电路的一部份构成；该集成电路中还有开关稳压器的一些元器件。比较器的一个输入端(引脚13)加有大约1.8V的电压，该电压取自内部标准电源(引脚9)。比较器的另一输入端(引脚12)加有部分输出电压，它取自R7、R8组成的分压器，该电压范围为3—9V，由电阻R7给定。控制脉冲从引脚11加到匹配部件(引脚4)，放大后的控制脉冲送到功率开关级(V2, V3)。电容器C3用于提高控制脉冲的前沿陡度。

稳压器的工作情况如下：开关元件形成的大功率电流脉冲送到扼流圈L2，在开关晶体管V3截止时，扼流圈L2的自感电流流过扼流圈L3、负载和二极管V4。为了提高稳压器的效率，扼流圈L2的品质因数在工作频率范围内应该很高，同时，其电感在很大的磁化电流下保持不变。

集成电路的供电电压5V(引脚10)，取自电流放大器(V1)。L1C1和L3C7是低通滤波器。“同步”输入端是为了在为数字频率计、万用表和其它具有定时工作周期的仪器供电时降低脉冲干扰。脉冲干扰的降低是通过使稳压器和接受供电的设备在成整数倍的频率上同步工作来达到的。矩形节拍脉冲经过积分电容C8加到“同步”输入端，形成锯齿形控制电压。这样，稳压器就从键控工作状态转入到外同步脉宽调制状态。

所用元器件：晶体管V3应为NPN型高频大功率硅晶体管；二极管V4，可用电视中的行阻尼管代替；扼流圈L2，绕组26匝，导线 $\phi 0.25$ ，5股并绕在B22 2000HM型罐状磁

芯上，其间隙为0.2mm，设计时考虑了通过最大负载电流；扼流圈 L_1 、 L_3 ，其电感30mH，电流不超过2A，绕8—15匝，所用导线 $\phi 1.0$ ，绕在直径8mm、长20mm的磁性天线用的磁棒上。

在装配稳压器的输入电路时，集成电路的引脚12应沿最短路径与分压器 R_7 、 R_8 和电容器 C_6 相连，这样可以提高稳压器的工作稳定性。

负载电流大约0.6A时稳压器的效率达到最高，负载电流从0.2A变到1.6A时，效率大约变化10%，为0.73—0.77。输入电压从9V变到20V时，输出电压只变化0.02V，大约是 $U_{B_{61x}}$ 的0.4%。负载电流从0.2A变到2A所引起的输出电压变化为额定电压的1%。

在对稳压器进行调试时，选配 C_3 的容量和 R_3 的阻值，以便在晶体管 V_3 输出端接上负载时，矩形脉冲的前后沿宽度不超过200ns。电容器 C_3 用于消除可能产生的寄生振荡。在键控工作状态下所需要的键控频率通过选配电容器 C_9 的容量来调定。

第四章 业余无线电自动装置

4.1 模型和装置的控制

4.1.1 感应控制式玩具(图4.1)

该玩具由安装在塑料运动模型内的发射机(图4.1a)和接收机(图4.1σ)构成,发射机是一个3.4—6kHz的振荡器。模型在一个与发射机相连的直径2.5—3m的回线内运动。这是一个遥控装置,它有一条指令,可以切换模型的一个电机。单独控制轮子和关掉其中一个电机时,模型转圈,直到发射机接通为止。在发射机关掉时,两个电机都接通,于是模型沿着直径运动。

发射机是一个由晶体管V1和V2构成的LC振荡器,工作频率6kHz。回线-天线经过匹配线圈L2接到该振荡器上。接收机是一个带感应传感器的电子继电器,该传感器接在其输入端,它是一个磁性天线W,调谐在发射机的频率上(6kHz),由发射机天线在磁性天线W回路中感生的交流电压,经过耦合线圈L2送到由晶体管V1和V2构成的两级音频放大器。放大后的信号从电阻R7取下来并送到由二极管V6和V7构成的倍压整流电路。整流后的电压加到晶体管V3的基极,并使其导通。这时以前处于导通状态的晶体管V4和V5截止,于是电机M1停止转动,模型开始转圈。

当没有来自发射机的信号时,在晶体管V3的基极上没有整流后的电压,因此它处于截止状态,而晶体管V4和V5导

通，接通电机，于是模型开始向前运动。

所用元器件：晶体管V1—V4，型号МП39—МП42， $h_{21\beta} = 50-60$ 的带任何字母标记的均可；V5，型号П213—П217， $h_{21\beta} \geq 30$ ；发射机线圈L1，绕有40+40匝，导线 $\phi 0.15-0.18$ mm；为了得到线圈的中心抽头，用两股线并绕，然后两股线的首尾顺序相连。线圈L2 5匝，导线 $\phi 0.5-0.7$ mm，绕在线圈L1绕组的上边，两个线圈所用的磁芯为III4×8。

接收机的线圈绕在厚纸板或有机玻璃制成的骨架上，骨架的内径8.5mm，外径11mm，长20—25mm，其上装有两个直径20—25mm的夹板，它们之间的距离16mm。线圈L1 2000匝，导线牌号ПЭВ-1 $\phi 0.1$ ；L2 70匝，导线牌号ПЭВ-1

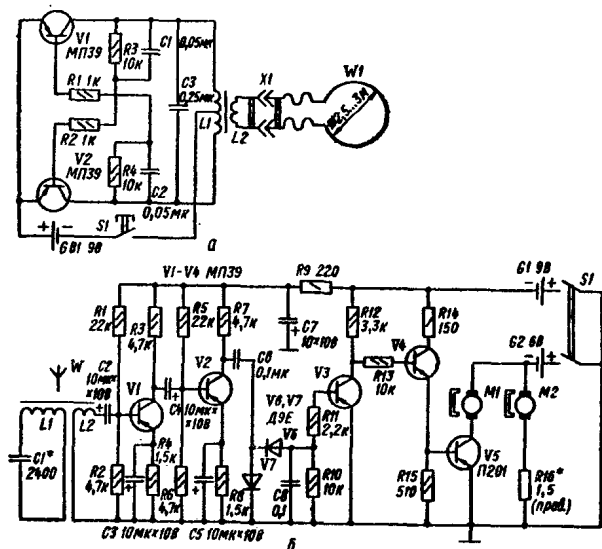


图1.1 遥控玩具
a—发射机；б—接收机

$\phi 0.25$ ；磁芯是直径8mm、长80mm的400HM型铁氧体棒。电阻中电阻R16是线绕电阻。

调试主要是把接收机的回路调谐到发射机的频率上。为此，按电路图的顺序，把电容器C4右侧的引线从电路上焊开，并把它接到高阻电话盒的一个引线上，话盒的另一引线接公共导线。接通发射机和接收机，并把接收机放到发射机的天线-回线内，选配接收机的电容器C1，使声音最响。然后把电路恢复成原样，检查晶体管V3集电极上的电压，在发射机关掉时，该电压等于6—7V，而发射机接通时大约为零。关掉发射机，选配电阻R16，使模型直线运动。

当接收机自激时，回路L1C1应并联一只10—100k Ω 的电阻。在室内或大厅内控制模型，发射机的功率一般不超过10mW。

4.1.2 无线电控制的装置(图4.2、图4.3)

当接收机的灵敏度为10mV时，它的作用半径10m。它包括一个5个指令的发射机和一个带指令译码器的接收机。可控制能执行下列指令的运动模型：向前、向后，向左转，向右转，开前灯，停。

发射机(图4.2a)包括调制器和主控振荡器；调制器是由晶体管V1和V2构成的多谐振荡器，主控振荡器是由晶体管V3按电感三点式电路构成的高频振荡器，其振荡回路L3C7调谐在28.1MHz频率上，而回路L2C5调谐在前者的1/2，即14.05MHz频率上。主控振荡器产生高频振荡，它以高频脉冲群的形式经过耦合线圈L4送到天线匹配回路L5C8和天线W1。高频脉冲的重复频率取决于多谐振荡器的电容C1、C2及电阻R7、R8和R2—R6的参数。

接收机(图4.2b)按超再生电路构成，它包括放大-限幅

器和译码器。超再生级由晶体管V1构成,其集电极电路中接有调谐在28.1MHz频率上的回路L1C3和反馈电容C2。该电路产生间歇频率为50—60kHz的28.1MHz(L1C3回路的谐振频率)的高频振荡。间歇频率取决于R4C4电路的时间常数,它高于指令信号的最高频率。这些振荡由V1放大和检波,低频指令信号分量在电阻R5上分离出来,并送到由晶体管V2和V3构成的放大-限幅器的输入端,而消振频率则被滤波器R3C7抑制掉。

译码器实际上是带LC选择性网络的有源滤波器,它能把发射的指令分离出来。第一译码器是晶体管V5和回路L3C14、二极管V11、电容器C12及负载电阻R11组成的选择性有源滤波器(晶体管V4构成开关),它调谐在振荡器的第一个指令信号的重复频率上。当在回路L3C4的谐振频率上接收到这个指令时,该指令信号的绝大部分将从分压器R12回路L3C14上加到放大器晶体管V5的基极,于是晶体管V5和V4导通,小灯泡H1和H2点亮,从而完成了指令“开前灯”的动作。

第二译码器由晶体管V6和回路L4C5构成,它分离出“向左转”指令。接收到这个指令时,晶体管V6导通,继电器K1动作,电机M2接通。完成转弯动作之后,限位开关S1动作,把V6的基极与正极性母线短接,于是V6截止,继电器K1返回到初始状态,断开电机M2。为了执行“向右转”指令,需要发送频率等于回路L5C18谐振频率的指令信号。晶体管V8、V10和回路L6C19构成的译码器,先后分离出“向后”和“停”指令(这时V10起辅助开关作用)。晶体管V9和回路L7C21构成另一个译码器,执行“向前”指令。为了使玩具停住,必须传送频率等于回路L6C19谐振频率的指令信号,在该信号作

用下晶体管V8和V10导通，继电器K3动作，把极性相反的电
 电压加到电机M1上，结果模型后退，指令信号停止传送以后，
 晶体管V10截止，模型停止运动，完成了“停”指令。为了使
 模型向前运动，需要传送频率等于回路L7C21谐振频率的指
 令(“向前”指令)，这时晶体管V导通，V8截止，继电器线圈
 内不再有电流，于是其接点反回到初始位置，把电机M1接
 通，模型向前运动。

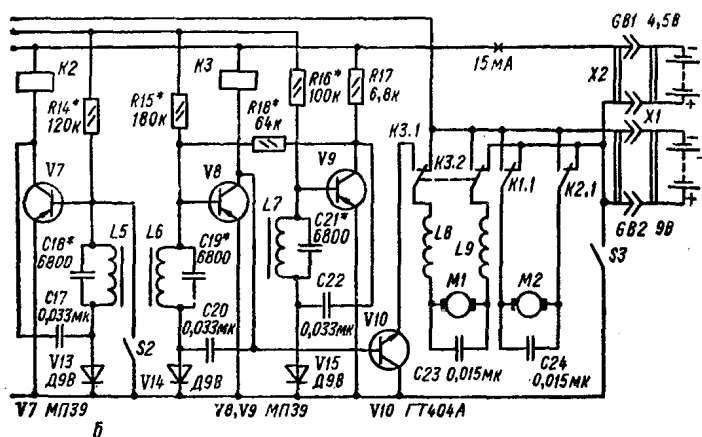


图4.2 无线电控制的装置

a——发射机电路；b——带指令译码器的接收机电路

发射机内的元器件：扼流圈L1，其电感量为30MH（共
 60匝，导线 $\phi 0.1$ ，绕在0.5W100k Ω 电阻上）。线圈L2—L5
 绕在直径8mm、长12mm的塑料骨架上，铁芯型号C1P-1，
 直径6mm；L2共12匝，导线 $\phi 0.35$ ，逐匝挨着绕制，在第4
 匝抽头；线圈L3共14匝，中间抽头；线圈L4以1mm的绕距
 绕在L3的上边，共4匝；L5共14匝；L3—L5用的导线为

$\phi 0.5-0.7$ 。晶体管V1和V2为NPN型, $h_{21} \geq 50$, 型号KT30, KT315; V3, 型号п402, п403, п404。

接收机内的元器件: 天线是一根直径1.5mm、长10cm的导线; 阻流圈L2, 电感量为0.1MH; L8和L9为0.6—16MH; 线圈L1共14匝, 导线 $\phi 0.51$, 绕在直径8mm、长12mm的骨架上; L3—L7绕在三个叠在一起的1000HM7×4×2型铁氧体磁环上, 或绕在b14—1500HM型罐形磁芯上。相应于不同指令, 线圈的参数和回路的调谐频率示于表4.1。

晶体管V1, 型号п401—п403, п416, $h_{21} \geq 60$; V2—V9, 型号Mп39—Mп42(V4型号KT316, 任何标记的匀可用); V10, 型号ГТ404A, KT801—KT805; 继电器K1和K2, 型号PЭc-10; K3, 型号PЭc-9; 电机, 型号ДК6-19; 灯泡H1~H2, 工作电压4.5V, 电流30mA。

接收机的调整步骤如下: 首先调整继电器, 松弛一下它的回动弹簧, 以便在5V电压下它能可靠的动作。在监测点b(图4.2b)接一台示波器, 把电容器C8与超再生振荡器连接的引线焊开, 接到音频信号发生器的输出端(频率1kHz, 电平先是5mV, 然后是50mV)。接通电源GB2, 先选配电阻R6和R9, 然后选配R7和R10, 使信号经双向限幅后得到的

表4.1 线圈和回路的参数

指 令	频 率 Hz	回 路	线 圈 电 感 mH	线 圈 匝 数
开前灯	2500	L3C14	400	420
向左转	3200	L4C15	340	400
向右转	4050	L5C18	220	380
向 后	4700	L6C19	165	360
向 前	3600	L7C21	140	340

脉冲其宽度和间歇时间相等。译码器的调整，主要是根据表4.1所列的数据来选配回路电容器的电容。

选配电阻 R_{12} — R_{16} 的阻值，使译码器中继电器 的动作频率等于400Hz。然后把电路复原，调整超再生振荡器。为此，把示波器接到电容器 C_{11} 上，把线状天线接到高频信号发生器的输出端(电平400mV，频率28.1MHz，调幅工作状态，调制频率1000Hz)。改变电阻 R_1 的阻值、电容器 C_2 的容量和调节线圈 L_1 的磁心，使示波器屏上显示的1000Hz信号幅度最大。

发射机的调试要在接收机的配合下进行，调试的方法是，把示波器的“x”输入端接音频振荡器，“y”输入端接晶体管 V_3 的集电极，然后在示波器上观察李沙茹图形，选配电阻 R_2 — R_6 的阻值并调谐 L_2 — L_5 的回路。

通过两根导线对两个继电器遥控接通和断开的装置示于图4.3a。在双线供电的情况下，可以利用这种装置借助一个开关接通吊灯的一个、两个或三个灯泡(吊灯的连接电路如图4.3b所示)，其工作过程如下：电源接通后，电容器 C_1 、 C_2 、 C_4 充电，继电器 K_1 和 K_2 在很短时间内就动作，而在电容器充完电以后，它们又返回到初始状态。当短时间按下按钮 S_1 时，电容器 C_2 和 C_4 经过二极管 V_1 、 V_3 和电阻 R_7 迅速放电。放开按钮以后，这些电容器重新开始充电，使晶体管 V_2 导通，于是继电器 K_1 动作。 C_2 、 C_4 充电以后，继电器 K_1 仍保持这种状态不变，因为晶体管 V_2 的基极通过接点 $K_{1.1}$ 接到已充电的电容器 C_1 上。继电器接点 $K_{1.2}$ 接通电容器 C_3 的充电电路，为继电器 K_2 准备了供电电路。短时间重复按动按钮 S_1 时，继电器 K_2 接通；而当较长时间按下按钮时，两个继电器都断开，于是电路返回到初始状态。当利用该装置遥

控吊灯时，不需要图4.3a中的按钮 S_1 ，而开关灯靠相应接通和断开图4.36中的开关 S_1 来完成。在电路图上所标出的元件参数下，灯泡 H_1 的功率不应超过40W。继电器的电压12V。

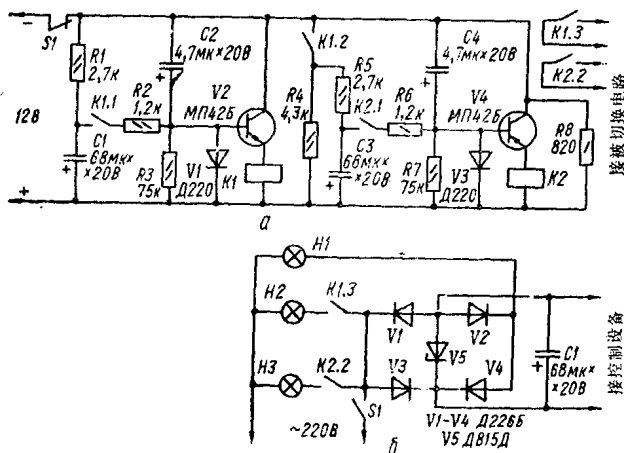


图4.3 通过两根导线对两个继电器遥控接通和断开的装置
a和双线供电情况下接通吊灯三个灯泡装置的电路6

4.2 业余无线电自动装置

4.2.1 电视机自动开关(图4.4)

它的用途是在电视广播结束以后把电视机自动关掉。它由直流电压或脉冲电压控制，这些电压取自伴音通道的检波器、幅度选择器电子管的栅极、视频放大器(视频信号)、幅度选择器(同步脉冲)等电路。

在电视机里装两个按钮： S_2 “接通”和 S_1 “关掉”。按下按钮 S_2 时，电源电压加给该装置和电视机，在整流器 V_1 、 V_2

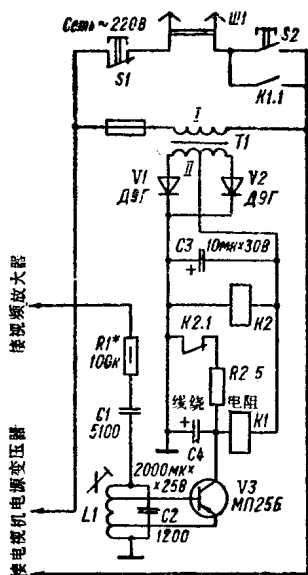


图4.4 电视机的自动开关电路

的输出端出现直流电压，于是继电器K2动作，把其常闭接点K2.1断开，电容器C4充电，继电器K1动作，其接点K1.1把“接通”按钮S2闭锁，直到C4满充电为止。这段闭锁时间对电视机预热和视频信号到达装置的输入端是足够的。回路L1C2调谐在行同步脉冲的重复频率上，从该回路上取下来的信号的负半波使晶体管V3导通。因此甚至在电容器C4充电以后，流过继电器K1线圈的电流也不会终止。电视广播结束以后，视频信号消失，晶体管V3截止，电容器C4放电一结束，继电器K1即将自己的接点断开，于是电视机被关掉。按钮S1用于手控关掉电视机。

所用元器件：变压器T1，绕在III12×15型铁芯上，绕组

I 6000匝，导线 $\phi 0.1$ ，绕组II 600+600匝，导线 $\phi 0.12$ ；线圈L1，绕在内径8.5mm、长35mm圆柱型纸质骨架上，所用导线 $\phi 0.23$ ，共有1200匝，从与公共导线连接的端头数起，在第120匝和812匝处有两个抽头，线圈的磁芯是长50mm、直径8mm的700HM型铁氧体圆棒。

对装置进行调试时，把电阻R1接到电视机视频放大器输出电子管(晶体管)的阳极(集电极)，晶体管V3的发射极从电路上断开并接到装置的公共导线上。用电压表监测L1C2回路上的电压，微调该回路线圈的磁芯，使电压达到最大。然后把电路复原；晶体管V3的发射机顺序地接到线圈的第12、11、10、9、8匝，使回路的振荡消逝(在没有视频信号的情况下，继电器K1的接点K1.1闭合证明存在着自激)。

4.2.2 冰箱温度调节器(图4.5)

在使用没有自动开关的吸收式冰箱的情况下，该调节器能改变冰箱的温度并节省电能。电路主要是一个多谐振荡器，借助继电器周期地开关冰箱电源。多谐振荡器由晶体管V1和V2构成，其型号为МП40—МП42， $\beta_{CT}=80$ 。开关时间间隔50s。

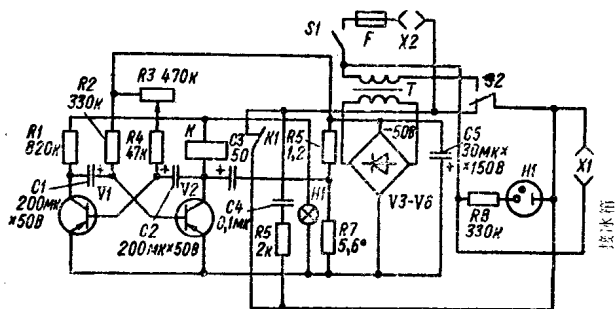


图4.5 冰箱温度调节器电路

用可变电阻 R_3 调节冰箱的接通状态和断开状态的时间比例，因而调节箱内的温度。冰箱的接通借助继电器，其线圈与晶体管 V_2 的集电极相连。继电器的接点上接着由电阻 R_5 和电容器 C_4 组成的灭弧电路。为了消除继电器接点的颤动，在其线圈上并接了电容器 C_3 。

所用元器件： H_1 为氖灯， H_2 为 $26V \times 0.16A$ ；变压器，绕在VIII12 \times 17型铁芯上，初级绕组5200匝，导线 $\phi 0.08$ ，次级绕组1060匝，导线0.16。

4.2.3 冰箱温度自动调节器(图4.6)

自动调节器能把冰箱内的温度保持在给定的温度上。其敏感元件是接在测量电桥一个臂上的热敏电阻 R_1 。由二极管 V_7 构成的半波整流器产生的直流电压加到电桥的一个对角线上；从另一个对角上取下的不平衡电压送到由晶体管 V_1 、 V_2 构成的电流放大器。当电桥平衡时，其输出端没有电压，继电器 K_1 处于继电状态，于是冰箱通过 K_1 的常闭接点 $K_{1.1}$ 接通电源。电阻 R_2 用于调定希望冷却到的温度。当箱内温度降到给定的温度以下时，电桥失去平衡。不平衡电压经过晶体管 V_1 和 V_2 放大以后加到继电器 K_1 ，使其动作。其接点 $K_{1.1}$ 断开，冰箱断电。

所用元器件：晶体管型号 МП39—МП42，其 $h_{21s} \geq 20$ ；继电器在工作电流5—10mA、切换电流(220V)0.5A的条件下，其设计吸动电压为10—15V；变压器，绕在III20X25型铁芯上，绕组I 2200匝，导线 $\phi 0.15$ ，绕组II 220匝，导线 $\phi 0.25$ ，绕组III 350匝，导线 $\phi 0.1$ 。

电位器 R_2 的度盘按标准温度计刻度。把该温度计在冰箱内与热敏电阻放在一起，电位器的旋钮拨到两个边缘位置，冰箱接通电源。大约经过一小时以后，测量一下箱内的温度，

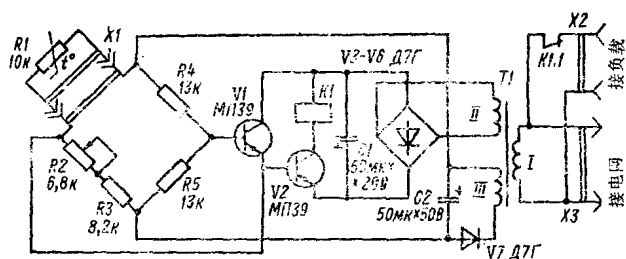


图4.6 冰箱温度自动调节器电路

并把度盘刻度。度盘中间各点的刻度按类似方法进行。如果采用其它型号的热敏电阻，则测量电桥中所有电阻的阻值应该与热敏电阻的阻值相适应，并应满足 $R1R5 = (R2 + R3)R4$ 这个条件。

4.2.4 高精度温度调节器(图4.7)

带脉冲式主控调节电路的高精度温度调节器具有很高的保持恒温的稳定性(在20—80℃范围内达 $\pm 0.05^\circ\text{C}$)，可用于恒温箱、热量计和耗电1kW以下的其它设备中。调节电路(图4.7)由热敏电阻R6(型号MMT-1)、二极管支路和可变

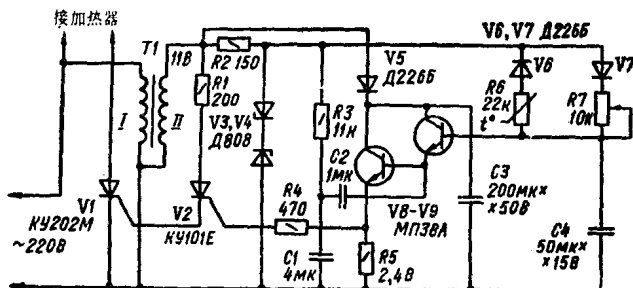


图4.7 带脉冲式主控调节电路的高精度温度调节器

电阻 R_7 、二极管 V_7 、电容器 C_4 支路组成。稳压管 V_3 和 V_4 接在降压变压器 T_1 的次级，构成稳压器，为调整电路供电。

通过可控硅的电流，即通过加热器的电流值与电容器 C_4 的充、放电时间常数有关，该时间常数由电阻 R_6 和 R_7 的比值决定。随着温度的增高热敏电阻的阻值减小，结果，通过该电阻和二极管的电流增大，因而电容器 C_4 上的电压减小。经过电流放大器加到可控硅上的控制电压包括直流分量和交流分量。交流分量由移相网络(R_3C_1)滤出，经过电容器 C_2 送到晶体管 V_8 的基极，从而保证可控硅电流的导通角，即流过负载的电流平滑地变化。

所用元器件：变压器 T_1 ，采用III12×15型铁芯，绕组I 4000匝，导线 $\phi 0.1$ ，绕组II 300匝，导线 $\phi 0.29$ 。

该调节器的调试主要是选配电阻 R_1 和 R_4 。两个可控硅阳极上的电压应该同相位，否则应交换变压器绕组III的引线位置。

4.2.5 带温度和照度传感器的温度调节器(图4.8)

该调节器能在15—50℃范围内保持恒温，精度为0.4℃，并且根据不同照度对温度在其调定值附近 $\pm 12^\circ\text{C}$ 范周内步进式地调节；照度的可能变化范围为500—2500勒克斯。该装置(图4.8)由温度调节部件和温度校正部件组成。温度调节部件包括热敏电阻 R_{14} ，晶体管 V_6 、 V_8 、 V_{10} 和继电器 K_1 ；温度校正部件包括光敏电阻、晶体管 V_2 和 V_4 。两个部件的基础都是施密特触发器。照度电平取决于校正部件的翻转门限，由电阻 R_2 调定。调节部件的温度门限由电阻 R_{15} 调定。电阻 R_{12} 给定温度增量，其符号由开关 S_1 选择。

所用元器件：晶体管，型号МП40—МП42(V_{10} 型号П213—П216)；继电器，动作电压24V，能保证加热器必要的配电

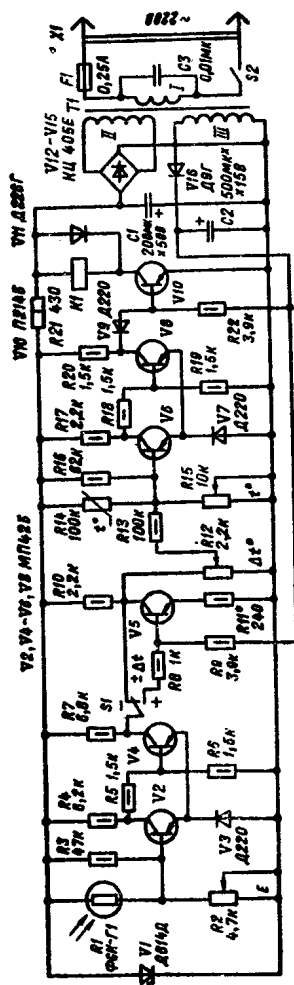


图4.8 带温度和照度传感器的温度调节器

电流。变压器，采用 IIIЛ20×16型铁芯，绕组 I 3300匝，导线 $\phi 0.1$ ；绕组 II 350 匝，导线 $\phi 0.47$ ；绕组 III 100匝，导线 $\phi 0.21$ 。温度和照度传感器与调节器的连接用屏蔽导线。电位器 R2、R12和 R15 借助标准温度计如照度计进行刻度。

4.2.6 温度自动调节器(图4.9)

此电路在电源电压偏离额定值不大于 $\pm 20\%$ 的情况下，它能使空气的湿度在 20—55% 和 50—90% 的范围内保持恒定，其精度分别为1.5%和1%。这种装置在蔬菜仓库、粮仓、高牧场以及生活和医疗设施中采用是很适宜的。

调节器由湿敏传感器(湿敏电阻 R1)、门限装置、放大级(晶体管 V7)和电源部件组成；门限装置是一个由晶体管 V2—V4组成的施密特触发器。随着湿度的增大，湿敏电阻的阻值减小，晶体管 V2基极上的负电压增大。当该电压增大到门限电压时，触发器翻转，晶体管 V4截止，使晶体管 V7的基极电流增大，于是该管导通，继电器 K1动作，其接点接通湿润装置的执行机构。同时，继电器接点 K1.1把限流电阻 R8短路，指示灯 H1开始增强亮度。

所用元器件：继电器 K1，工作电压 24V；变压器 T1，绕在 IIIЛ12×16型铁芯上绕组 I 5300匝，导线 $\phi 0.1$ ，绕组 II 480匝，导线 $\phi 0.21$ ；信号灯 H1，电压 24V，电流 35mA。湿度传感器——湿敏电阻，由 1mm 厚的单面敷箔玻璃胶布板制成，其结构如图 4.9a 所示。在蚀刻完 1mm 宽的绝缘槽以后，传感器的电极镀锡、去油、涂上氯化锂或食盐饱和溶液，然后烘干。当湿度在 20—55% 范围内变化时，传感器的电阻为 120—30k Ω 。在 50—95% 这样高湿度的情况下，传感器由双面敷箔玻璃胶布板制成，不涂食盐溶液。传感器连接到调节器用屏蔽导线。

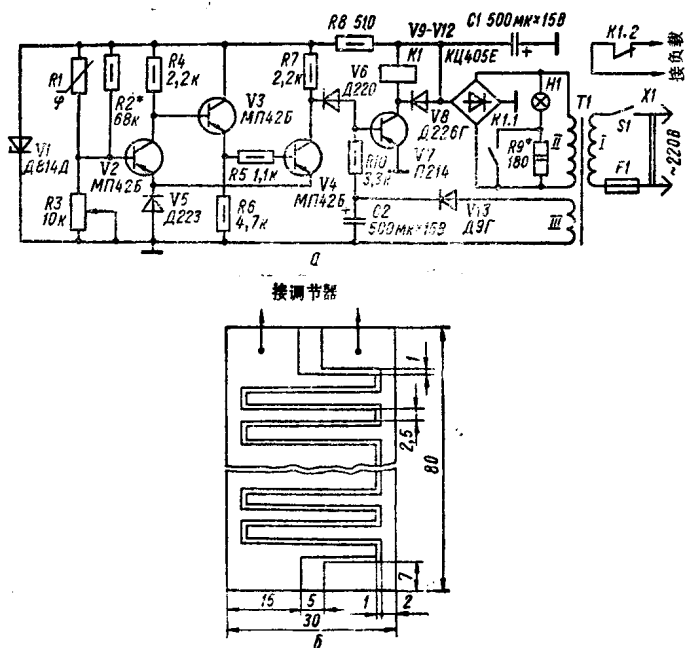


图4.9 湿度自动调节器电路(a)的湿度传感器——湿敏电阻(σ)

调节器的调试主要是通过选配电阻R2来确定电位器R3度盘的边界。对R3度盘刻度采用工业湿度表。把该表与传感器一起放在湿度可调的潮湿箱内，改变湿度，用湿度表定好湿度，调整电位器R3，使继电器K1动作，确定电位器滑臂的位置。在湿度调节器工作时，湿敏电阻板要垂直放置，避免湿气在板上凝结。

4.2.7 植物灌溉自动装置(图4.10)

该装置用途是，当受控地段的土壤湿度低于一定的水平时，便接通为该地段供水的执行机械。该装置包括发射极限

随器和施密特触发器。发射极跟随器由晶体管V1构成，其输入端接传感器——两根埋入地里的金属或炭质电极；施密特触发器由晶体管V2和V4组成。当土壤潮湿时，两根电极之间的电阻不大，因此晶体管V1导通，其发射极负载电阻上产生电压，使晶体管V2导通，V4截止，继电器K1因而断电。土壤变干时，两电极之间的电阻增大，一旦湿度下降到可变电阻R2给定的数值，晶体管V1便截止，触发器翻转，结果，晶体管V4导通，继电器K1吸合，接通灌溉设备的执行机构。灌溉一直持续到湿度增至由R2调定的门限值为止，这时触发器翻转，回到起始状态。

4.2.8 闹钟里的电子自动装置(图4.11)

该装置能够限制闹钟铃响的持续时间，其电路是一个由两支直接耦合的晶体管V1和V2组成的时间继电器(图4.11)。闹钟的电铃通过开关S1和晶体管V2的发射极集电极接到电池上。电铃的供电时间取决于电路R2C1的时间常数，在电路图上已标出的参数下该常数大约为8—10s。在响铃机构动作时刻，开关S1的接点闭合，电路R1C1R2电路中有电

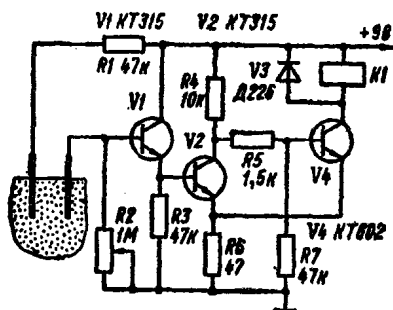


图4.10 植物灌溉自动装置电路

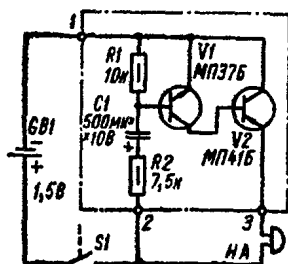


图4.11 闹钟里的电子自动装置电路

流流过，晶体管V1和V2导通，使电铃接电。随着电容器C1的不断充电，晶体管V1和V2的电流减小，经过8—10s钟后电铃的电源被切断。改变C1的电容量可以按比例地增加或缩短响铃持续时间。

所用元器件：晶体管V1，型号 МП37Б, МП38, КТ312, КТ315；晶体管V2，型号 МП40—МП42，带任何字母标志的均可。

4.2.9 电视机自动关机装置(图4.12)

该装置在电视广播结束以后它能关掉电视机的电源。它是一个电子继电器，在鉴频器输出的直接电压作用下动作。

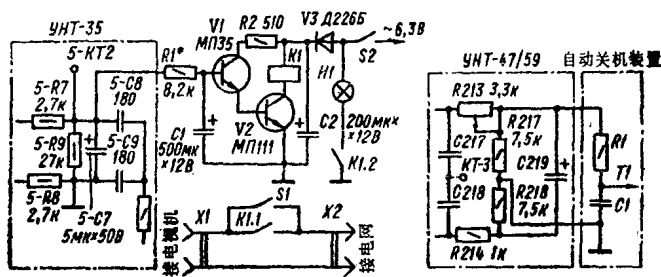


图4.12 电视机自动关机装置电路

该电压只有在传送电视信号时才会出现。开关S1闭合时，电视机鉴频器的信号电压经过电阻R1加到由晶体管V1、V2构成的直流电流放大器的输入端，使继电器K1吸合，其接点K1.1闭锁电视机的接通按钮。开机时，按下按钮，指示灯H1亮了以后就放开按钮，H1亮表明自动装置已准备好进入工作状态。电视广播结束以后，鉴频器的信号消失，经过10—15s钟继电器便返回到起始状态，把电视机的电源关掉。在这里，

10—15s的延时是必要的,否则当电视机改收别的台的节目而进行切换时,该装置会把电源给关掉。选配电容器C1的容量可以改变该延时值。晶体管的6.3V供电电压,可由电视机的灯丝电压电源经二极管V3和电容器C2整流后提供。

图4.12示出了把该自动装置接到YHT-35型各种电视机上的两种方案。

所用元器件:晶体管V1和V2,型号МП35—МП38;信号灯,工作电压6.3V。

对该装置调试时,选配电阻R1的阻值,使继电器K1能可靠地动作。

4.2.10 照明自动开关(图4.13)

该装置能在按下按钮3分钟后关掉照明,出现强声音(击

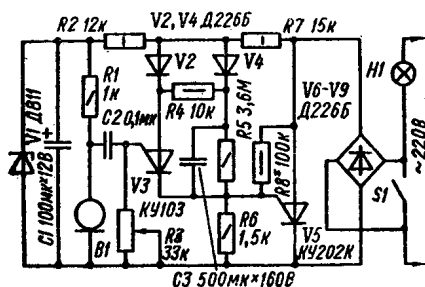


图4.13 照明自动开关电路

掌声、铃声、说话声等)信号,打开照明并使其持续3分钟。它并接在照明开关S1的接点上。开关S1的接点断开时,电源电压加到自动装置,这时电容器C3通过电阻R7、二极管V4和可控硅V5的控制极电路充电,结果V5导通,使整流电桥V6—V9的对角线闭合,灯泡保持接通状态。随着C3的不断

充电,可控硅V5控制极电流不断减小,经过3分钟后V5便截止,结果整流桥V6—V9的该对角线断开,于是灯泡H1熄灭。

在声音振荡的作用下,在传声器B1的输出端出现一串脉冲,这些脉冲经过电容器C3加到可控硅V3,使其导通。电容器C3在大约10S时间内经过电阻R4一直放电,使V3保持在导通状态。因而有一脉动电流经过电阻R7、二极管V2、可控硅V3加到可控硅V5的控制极上,于是V5导通,使电桥V6—V9的对角线闭合,灯泡H1点亮,直到C3放完电为止。R3用于调整自动装置对声音信号的灵敏度。

所用元器件:二极管V6—V9,可为耐压400V,电流1A的整流管,(当为100W以下负载配电时),或是10A的(当为1kW负载配电时);传声器,任何一种碳精传声器都可用稳压管V1的稳压值可在6—12V之间。

装置的调整主要是选配电阻R8,其阻值减小,可控硅V5的灵敏度增大,装置的延时时间加长。

4.3 电机旋转频率控制装置

直流微电机轴旋转频率调节器(图4.14)能够在负载变化时调节和稳定电机轴的转速。

微电机接在晶体管V2的发射极电路中。从低阻值电阻R7上取下反馈电压送到晶体管V1的基极电路。负载增加时,电机的电流增大,使电阻R4上的电压增长,晶体管V2的电流和V1的基极电流相应增加,因而电机上的电压升高,结果使轴的功率增大。负载减小时上述过程正好相反。

在空转状态下,用可变电阻R1改变晶体管V2基极的偏

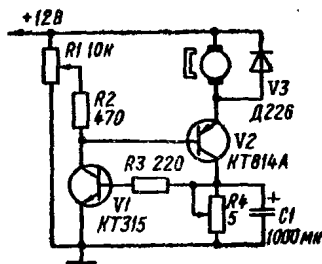


图4.14 电机轴旋转频率线性调节器电路

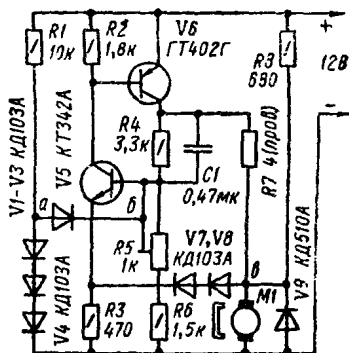


图4.15 电机旋转频率稳定电路

置电压来调定电机的旋转频率。在保持转数恒定不变的条件
下，用电阻 R_4 调定轴上功率的可能变化范围。

所用元器件：晶体管 V_1 ，型号KT315B；晶体管 V_2 ，根据电源电压和微电机的工作电流选择其规格和型号(如KT841B)；二极管 V_3 ，型号KD510A。

还有一种更为经济的电机旋转频率稳定电路(图4.15)。该电路是一个脉冲式稳定器，它由测速电桥(由电阻 R_4 — R_7 构成)、电机 M_1 的电枢绕组、基准电压源(V_7 , V_8 , R_3)、可控多谐振荡器(由晶体管 V_5 、 V_6 构成)和触发电路(二极管 V_1 — V_4 和电阻 R_1)组成。当电桥平衡时， B 和 6 两点间的电压只与电机的旋转频率有关。该电压与基准电压进行比较所得到的差信号用于调整旋转频率。电路接通时， a 点的电位比 6 点的电位高，因此二极管导通，从而晶体管 V_5 导通，接着晶体管 V_6 也导通，测速电桥接通电源，使电机轴旋转。由于通过电容器 C_1 在晶体管 V_5 、 V_6 之间产生正反馈，因而由 V_5 、

V6构成的这一级产生自激振荡。测速电桥上的电压与所产生的振荡的频率和持续时间有关，而此频率和持续时间又与晶体管VS基极上的控制电压(差信号电压)有关。在稳态下，电机轴的旋转频率取决于测速电桥的参数和基准电压。这时a点的电位比6点的电位低，二极管V4截止，触发电路(V1—V4, R1)不参予稳定器的工作。轴上负载增加会引起电机轴的旋转频率降低，使测速电桥对角线上的电压下降，这时V5基极上的电压升高，集电极电流增加，使晶体管V6集电极电流脉冲频率相应提高，宽度相应增大，于是电机上电压的平均值增加，从而使其轴的旋转频率复原。轴上负载减小时电路中产生的过程正好相反。

采用ДПМ-25型电机配该调节器时其旋转频率不稳定性，在标准条件下为0.5—1%，在-30℃—+50℃温度范围内为2—3%。去掉电容器C1，调节器便转入线性调节状态。

第五章 无线电接收机的天线和天线放大器

5.1 天线的技术特性

天线设备的用途是接收和发射电磁能量。天线的主要技术特性在接收状态和发射状态是等效的。我们来研究以下特性。

方向性——天线接线柱上的电动势(e)与信号入射方向的关系，它与天线的几何形状、天线的调谐频率、天线在空间的布局等因素有关。天线的方向特性由方向性图来表征(图5.1)。方向性图的主要参数是主瓣的开度角(或宽度)和防护

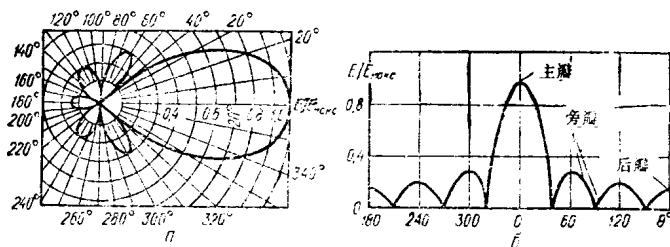


图5.1 天线方向性图

a——用极坐标，b——用直角坐标

度。开度角是用天线接线柱上的电动势等于最大值的0.707倍、功率等于最大值的0.5倍的角度范围。主瓣越窄，天线的方向性特性越好。旁瓣电平越小，抗干扰能力(防护度)越高。

天线输入阻抗 Z_{px} ——天线接线柱上的电压与其负载电流之比(包括电阻分量 R_{gx} 和电抗分量 X_{gx})。

天线有效高度 h_d ，它是电动势 e 与场强 E 之间的比例系数： $e = E h_d$ 。 h_d 的值与天线的类型及其几何尺寸、波长、吊架的位置和高度以及其它一些因素有关。 h_d 值表征对信号电磁场的利用效率，即天线对电磁场的灵敏度。

在各类电天线中， T 型和 Γ 型细导线室外天线的有效高度较高一些。这种天线接到具有高质量接地装置的无线电接收机上，其有效高度可达地表面以上吊架高度的80%；这类天线的 $h_d \approx 3-5\text{m}$ 。室内天线和汽车天线，其 $h_d \approx 1-1.5\text{m}$ 。没有接地装置的便携式接收机的天线，其 $h_d \leq 0.2-0.3\text{m}$ 。

天线的工作频带——天线参数处于允许偏差范围内的频带。

15.2 无线电接收设备用的天线

5.2.1 鞭状天线(图5.2)

这类天线是一根金属杆，或是由几节铜或黄铜薄壁套管构成的拉杆。在业余条件下制作这类天线相当困难，而粗糙制成的这类天线不会达到所期望的效果。

鞭状天线的输出阻抗具有电容特性。这类天线的等效电路可用由信号源 e 和天线电容 C_a 构成的串联电路来表示。标准鞭状天线，在接收机具有接地装置的情况下，其电容以微微法(pF)计可用 $C_a = 10l$ 公式计算，其中 l 为天线的全长，单位m。例如无线电接收机的鞭状天线，其 $l = 1\text{m}$ ，则 $C_a = 10.1 = 10\text{pF}$ ，即该天线的电容很小，因此可以把这种天线直接接到便携式接收机的输入回路上。必须要考虑的是，各

种物体，甚至收听者本人接近鞭状天线，可能使该天线的电容发生变化。因此，改变接收机的安装位置，有时会引起接收机的调谐发生变化。

为了评估鞭状天线的效率，需要分析输入回路的等效电路，如图5.2，其中 $C_{a\kappa B}$ ——输入电容的等效值； C_k ——输入回路的电容； e_a ——天线中的感生电动势； U_k ——回路上的信号电压； Q ——回路的品质因数。

$C_{a\kappa B}$ 代表考虑了收听者的身体、接收机机壳外形尺寸及其它因素的影响时，非接地鞭状天线的电容。这样，当接收机外壳最大尺寸为110—140mm时， $C_{a\kappa B} \approx 3\text{pF}$ 。随着外壳尺寸的增大，该电容将线性增长，当外壳最大尺寸增加到210—270mm时，其值将达到 $C_{a\kappa B} \approx 6\text{pF}$ 。

根据等效电路天线-输入回路系统传输系数按下式计算：

$$K = e_a / U_k = C_{a\kappa B} Q / (Q C_{a\kappa B} + C_k)$$

由上式得出，采用可变电容器对回路进行调谐，可能使接收机的灵敏度发生显著变化。例如，当回路的 Q 值为80、接收机的外形尺寸为210mm时，用 $C_{\min} = 40\text{pF}$ 、 $C_{\max} = 360\text{pF}$ 的可变电容器来覆盖整个25—75m波长的短波波段，电压传输系数的变化可能达到10倍(从0.9到0.09)。如果再考虑回路的品质因数随着电容量的增大而减小这个因素，那么传输系数的变化还会更大。克服这种不利效应的主要方法，是把覆盖的频率范围压窄，即把整个波段分成两个或几个分波段，然后予以扩展。

为了保证接收信号的质量，必须使信号电平比接收机的内部噪声换算到输入端的电平高20—30倍。通常该噪声电平大于0.1—0.2 μV 因此，当输入信号低于2—6 μV 时，接收机的最高灵敏度受到内部噪声的限制。在上述信号电平下，带鞭

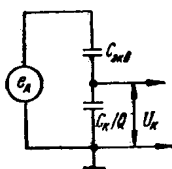


图5.2 鞭状天线输入回路的等效电路

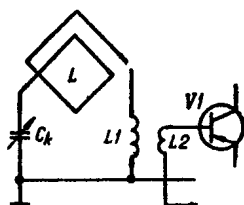


图5.3 环形天线与晶体管接收机第一级的连接图。

状天线的接收机，其灵敏度只受无线电接收机中信号电压放大的限制。在便携式接收机中，为了改善低功率信号的接收质量，人们把天线加长，以提高有效高度，制作良好的接地装置，采用场效应晶体管构成输入级，并把天线回路接到其高阻输入端。

带鞭状天线的接收机，其缺点是：收听者本人的身体和周围物体对接收机调谐有影响；强电视信号经过鞭状天线窜入接收机输入端可能使放大器过载，造成所接收电台的信号严重失真；鞭状天线可能幅射外差振荡器的高次谐波，成为其它无线电接收机的干扰源；拉杆式鞭状天线因其机械强度差、寿命短而可靠性不高。

5.2.2 环形天线(图5.3)

环形天线目前只在便携式短波接收机中采用。多匝细导线环形天线，或用印制法制作的螺旋环形天线，可直接安装在接收机内的装配板上。

环形天线的有效高度用下式计算

$$h_d = 2\pi S Q / \lambda$$

式中 λ ——接收信号的波长，m； Q ——加载环线的品质因数； S ——环线各匝轮廓所围面积的总合， m^2 。如果环

线各匝都相同，则 S 等于一匝所围面积乘以匝数。敷酚醛塑料制成的非加载环形天线，其品质因数 $Q=150-200$ ；尺寸相似的细导线天线，其品质因数 $Q=80-120$ 。由上述公式得出，接收信号的波长越短，每匝面积越大，框的品质因数越高；匝数越多，环形天线的有效高度越高。在晶体管接收机中，环形天线通常经过高频降压变压器部分地接到第一级的输入端(图5.3)。这样可以保证与第一级低阻输入端匹配，不降低环线的品质因数，即不降低其有效高度。

在接收机输入级采用场效应晶体管的情况下，可以把环形天线和可变电容直接接到场效应晶体管的栅极构成调谐回路。环形天线广泛用于接收业余波段无线电台。推荐采用面积 $4-4.5\text{m}^2$ 的环形天线接收160m波段的电台。这种天线由两匝多股铜导线制成(天线索和安装导线的直径大约 1mm)，安装在窗口或阳台上。为使这种天线的电阻与PK-75型电视电缆的波阻抗匹配，用一个由 $2 \times (12-480)\text{pF}$ 的双连可变电容器和 820pF 固定电容器组成的电容式可调分压器与电缆并联起来，电缆长度应不超过几米。调整可变电容器的容量，力求对 $1.85-1.95\text{MHz}$ 频段内的无线电台的接收效果最佳。

接收20、40、80m波长的业余频段，可以采用由多股装配线制成的、面积 1m^2 的单匝环形天线，该天线与接收机的连接通过 $4-15\text{pF}$ 的微调电容器，借助该电容器使天线与接收机的耦合最佳。要力求使环形天线尽可能远离(放大器等)其它各级，远离金属和铁氧体元件(变压器，扬声器，屏蔽等)。在把环形天线用作输入调谐回路的场合，需要知道它的电感量，这时可用下式近似地求出

$$L_{p.a.} = 0.0125 S$$

式中 S ——环线各匝面积的总和。

环形天线的缺点是，与鞭状天线相比，其灵敏度较低。这种天线的优点是制作起来较简单，在水平平面上具有方向特性。改变天线的取向，可以减少工业干扰和来自大功率无线电电台干扰的影响。

5.2.3 铁氧体天线(图5.4)

这类天线是一根圆截面或方截面缺氧体棒；它具有方向性，因此，为了准确地调谐到接收台，必须寻找接收机的最佳位置。就效率方面而言，缺氧体天线与1—2m长的鞭状天线大体上相同。天线输入回路的一部分是线圈。沿着铁氧体棒移动线圈可以少量地改变天线线圈的电感。这类天线的设计主要是选择铁氧体棒的牌号，确定其与接收机输入回路的耦合元件，计算线圈的匝数和尺寸，以及计算天线的有效高度、回路的品质因数、天线的选择性等。

选择铁氧体棒牌号的制约条件是本波段信号的最高频率，可参照有关的铁氧体参数表进行选择。

铁氧体天线回路线圈的匝数可用下式近似地计算

$$N = \sqrt{L_k / L' D_k M_d m_L p_L q_L}$$

式中 L_k ——回路所需要的电感量， μH ； D_k ——线圈绕组直径，cm； M_d ——磁棒有效磁导率，它与铁氧体的初始磁导率 M_0 、铁氧体棒的长度 l 和直径 d 有关(见表5.1)； L' ——与棒的长度、直径比有关的比例系数(图5.4a)； m_L ——与线圈长度 a 和棒长度 l 之比有关的系数(图5.4b)； p_L ——考虑线圈中点偏离磁棒中心的系数(图5.4b)； q_L ——等于线圈绕组和棒的直径平方之比的系数。回路所需的电感(以微亨计)可用下式计算

$$L_k = 2.53 \times 10^4 / (f_{\min}^2 C_{\max})$$

式中 f_{\min} ——频段的最低频率，MHz； C_{\max} ——回路的最

表5.1 具有不同初始磁学率的磁棒的 μ_d 值

$1/d$	$\mu_0 = 5$	$\mu_0 = 10$	$\mu_0 = 100$	$\mu_0 \geq 200$	$1/d$	$\mu_0 = 5$	$\mu_0 = 10$	$\mu_0 = 100$	$\mu_0 \geq 200$
1	2,25	3,0	3,2	3,5	6	4,5	7,8	25	31
2	3,6	4,6	6,5	8,0	8	4,7	8,3	34	37
3	3,85	6,0	10	12	10	4,8	9,1	41	63
4	4,2	6,7	15	18	15	4,85	9,4	52	78
5	4,35	7,2	20	24	20	4,90	9,6	60	95

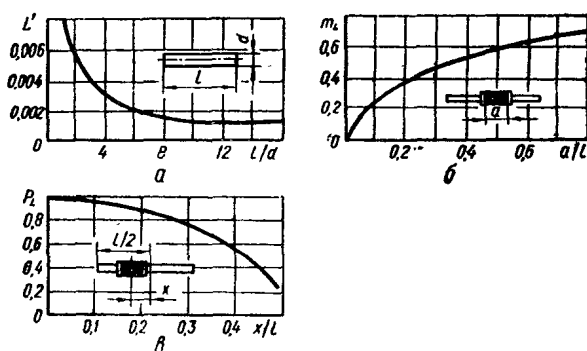


图 5.4

大电容，PF。由图5.4a可见，当棒的直径为8mm时，其长度加长到100mm是适宜的，因为电感的变化很小。如果打算使天线在两个波段上工作，则最重要的是要保证两个线圈之间的距离相当于磁棒直径的8—10倍，这样可以消除两个线圈的相互影响。

铁氧体天线的有效高度按下式计算

$$h_d = 2\pi N S \mu_d Q / \lambda$$

式中 N ——天线回路线圈的匝数；线圈每匝的面积， m^2 ； μ_d ——磁棒相对磁导率的有效值； λ ——波长，m； Q ——加

载天线等效品质因数。

为了提高天线的等效高度，需要尽可能增加天线线圈的匝数，这就须要减小系数 m_L 和 p_L 。为此(参见图 5.46, θ)要采用短的骨架来绕制线圈，并使它靠近磁棒的一端。绕组的长度不应大于棒长的20—30%。随着铁氧体的牌号和回路所需要的品质因数的不同，绕组沿着棒的轴向偏移的程度差异很大。

随着线圈远离磁棒中心，回路的品质因数不断增大，靠近棒的端部时达到最大。铁氧体的频率特性越坏，线圈沿着磁棒移动时品质因数的变化越小。特别在长波波段更是这样。在一根铁氧体棒上(如400HH棒)可以布置相应于长波、中波、短波波段的三个回路线圈。为了保证在所有波段上回路的品质因数都能满足要求，中波和短波线圈布置在棒的两端，而长波线圈放在棒的中心部位。

线圈骨架的外径要大于棒的直径 d ，因为线圈直接绕在棒上会增加匝间电容，通常 $D \approx (1.1-1.2)d$ 。

为了提高中波线圈的品质因数，线圈必须用高频多股绝缘导线(绞合线)绕制，这样可使品质因数比用单股漆包线导线绕制时高0.5—1.5倍。

在长波波段，通常采用直径0.1—0.12mm的导线绕制，而在短波波段，效果最好是用直径0.35—0.5mm的镀银铜导线并以1.5—3mm的节距绕制。

为了使铁氧体天线的电阻与接收机输入电阻匹配，采用变压器耦合电路。经验证明，对于长波、中波、短波各波段，变压系数应该相应为 $n_{DB} \approx 0.025$ ， $n_{CB} \approx 0.04$ ， $n_{KB} \approx 0.1$ 。采用变压器耦合方式能保证回路的等效电阻以 n^2 的关系变换到接收机输入端，因而接收机输入电阻对回路品质因数的影响

很小。在这种情况下，加载天线的品质因数大致为：长波波段， $Q \approx 20-30$ ；中波波段， $Q \approx 30-70$ ；短波波段， $Q \approx 70-100$ 。

带铁氧体天线的无线电接收机，其对相邻频道的选择性，在长波和中波波段可达4—6dB，在短波波段达1—2dB；对镜像频道的选择性，在长波波段达30—40dB，在中波波段——24—30dB，在短波波段——20—26dB。带铁氧体天线的接收机，比带鞭状天线或环形天线的接收机，对互调干扰的选择性要高。由于磁性天线具有空间选择性，在某些情况下，在所有频段上，这类接收机的选择性还可能再提高16—20dB。

实践证明，带铁氧体天线的超外差接收机受工业干扰的影响比较小，并且自身也不产生辐射。

短波(6—12MHz)铁氧体天线的概算举例

设采用 $2 \times 360\text{pF}$ 双连可变电容器调谐，天线线圈用单股导线绕制。

由可变电容器的电容、装配电容、天线电容和附加电容器电容构成的最大回路电容用下式计算

$$C_{\max} = 1.1C = 1.1 \times 360\text{pF} \approx 400\text{pF}$$

所需要的电感按(5.2)式计算得

$$L_k \approx 1.76\mu\text{H}$$

选用直径 $d=1\text{cm}$ 、长 $l=15\text{cm}$ 的90BHC型铁氧体棒，求得比例 $l/d=150/10=15$ ，根据图5.4得 $L'=0.001$ ，由表5.1得 $\mu_d \approx 45$ 。

选取线圈绕组的长度 $a=0.2l=0.2 \times 15=3\text{cm}$ ，则根据图5.4数据得 $m_L=0.37$ 。

设线圈相对于磁棒中心的偏移量为 $2x=0.45l=0.45 \times 15 \approx 7\text{cm}$ ，即 $x=3.5\text{cm}$ 。根据图5.4B，对于 $x/l=35/150$ 得

$P_L=0.81$ 。取绕组直径 $D_k=1.1d=1.1\times 10=1.1\text{cm}$ ，则 $q_L=1.1^2=1.21$ 。

根据公式(5.1)计算回路线圈的匝数，得 $N=10$ 匝。

天线回路与接收机输入端的耦合采用耦合系数为 $n=0.1$ 的变压器电路。

耦合线圈的匝数 $N_{cB}=nN=0.1\times 10=1$ 。

线圈用直径 0.6mm 的镀银线绕制，其长度 $a=1.4\cdot d\cdot N_k=1.4\times 1\times 10=14\text{mm}$ 。

线圈以 2mm 的节距绕制。

根据前边讲过的建议，取回路的品质因数 $Q=100$ ，然后可用上边计算得出的结果，针对短波波段中某一波长 λ 值计算铁氧体天线的有效高度。

上述计算铁氧体天线的方法，只有在信号的最高频率不超过所用铁氧体的极限频率时才是正确的。增大铁氧体的尺寸可以提高其效率，因为有效高度与铁氧体棒的直径平方成正比。有时，为了增大磁芯直径采用一捆磁棒。

为了改善方向图采用由镀银青铜箔或黄铜箔制成的电屏蔽，其形状与铁氧体棒相同，安放在离棒 1cm 以外的位置上；为了不构成闭合回路，沿着屏蔽的全长留一条缝隙。

铁氧体天线的主要缺点是存在不很强的外场，形成与接收机其它线圈的寄生耦合，产生不良影响。它的另一个缺点是磁棒很脆。

5.3 外部附加天线和信号再辐射天线

把一个外部附加天线通过一只容量 $20\text{--}30\text{pF}$ 的隔直流微调电容器与铁氧体天线相连，可以显著地改善接收机的接

收质量。在短波波段，该电容器的容量要减小到几微微法。这种连接方法的缺点是，当改变接收机的调谐频率时必须重新调整电容。

通过与回路线圈绕在同一磁棒上的附加耦合线圈把外部天线接入，这种方法效果要好些。通常这种耦合线圈用直径0.15—0.27mm的导线绕制，其匝数相应于长波和中波波段为10—15匝，短波波段为1—2匝。

也可以用一段长3—5m的软绝缘导线、水管或热力网的管道、电线和电视线来代替外部天线。在这种情况下，把接收机本身移近上述物体，并使鞭状天线与这些物体的走向平行，或使铁氧体天线与它们的走向垂直，这样就可以收听得很好。至于接收机与这些“外部天线”之间的最佳距离要通过实验确定。但是这些天线代用物有一个很大的缺点，就是它们不仅再辐射有用信号，而且也再辐射工业干扰。因此，为了实现高质量接收，必须采用专门的附加天线。任何一种其引下线在(进行接收的)屋墙附近接地的室外天线都可以作为附加天线。室外天线具有把接收的信号有效地再辐射出去的性能。如果把接收机的鞭状天线靠近该室外天线或者其引下线，则依靠其再辐射性能，接收到的信号电平可以提高好几倍。把接收机放在离室外天线引下线30—50cm的位置，并使机内天线与其平行，就能得到上述效果。

对于带磁性天线的无线电接收机，再辐射天线可用对角线大约为 $1 \times 1\text{m}$ 的导线方框作成，导线可以是铜的多股装配线，也可以是直径2.5—3mm的扭绞线。在框的一个折弯处把导线剪断，其中一个头接到天线的吊线上，另一头接到天线的接地上。导线框固定于钉在屋墙或窗户上的绝缘子上。框的走向最好是使想象中的对角线垂直地面(框要从平

行于地面的对角线那一侧剪断)。接收机放在距离框的平面50~80cm的地方,并使其磁性天线正对框的中心,其轴垂直于框的平面。

有一种具有再辐射性能的环形天线,它能使接收机具有附加的频率选择性,提高接收机的灵敏度、作用距离和接收质量。这种天线实际上是一个高品质因数的大尺寸振荡回路,其频率可重调,它能保证很高的频率选择性和空间选择性。该天线的结构是一个 $50 \times 300 \times 500\text{mm}$ 的木制方框,垂直安放,并且用一个大的基座固定在胶合板作的箱上。沿着框的四周用 $\phi 0.8$ 牌号的导线绕制线圈,其匝数,相应于中波波段为10匝,长波波段30匝。与绕好的线圈并联一只一些无线电接收机用的双联可变电容器。如果该电容器的一联,其容量不超过360pF,则把两联并联起来接上。该电容器安装在天线框下边的胶合板箱内。

再辐射环形天线的工作过程如下。先把接收机开通,并调谐到要收听的电台。然后把接收机放在环形天线的基座上,使磁性天线的纵轴与环形天线的框平面垂直。转动环形天线的调谐手柄,使接收机的音量最大。然后绕垂线平滑转动环形天线(这时接收机也跟着一块转),直到接收质量最佳为止。这时天线框的平面将正好朝向所接收的无线电台。上述天线的带宽,在中波波段为10—50kHz,在长波波段为6—30kHz。用这种接收办法把对镜象频道的选择性提高了16—20dB,对相邻频道的选择性提高了3—4dB,同时,接收机的灵敏度也提高了1—2倍。因此,人们往往采用这种环形天线来提高台式接收机的灵敏度,改善其空间选择性和频率选择性。在这种情况下,可变电容器的动片与接收机壳相连,而从定片上取下的信号经过耦合电容器送到接收机的天线插孔。耦合电

容器的容量通过实验确定，对于中波和长波波段应为20—30 pF 左右。对于短波波段，环形天线的匝数要减少到1—3匝，耦合电容选为3—10pF 左右。为了减少接收信号的损耗，天线和接收机之间的连接线要尽可能最短，天线要面向要接收的电台，以便在再辐射状态下，达到最佳接收质量。

5.4 电 视 天 线

在现代超短波波段的电视广播中，发射台的作用距离总共为几十公里。这是因为超短波波段的无线电波主要是在视距范围内传播的。考虑到地球表面的曲率和其它一些因素，对于平坦地区，无线电波的传播距离不超过以下值

$$R=4.1\sqrt{h_{nep}}+\sqrt{h_{np}}$$

式中 R ——无线电波的传播距离(单位:km); h_{nep} ——发射机天线高度(单位:m); h_{np} ——接收机天线高度(单位:m)。

例如：当发射天线高度 $h_{nep}=350\text{m}$ 、接收天线高度 $h_{np}=10\text{m}$ 时，视距 $R\approx 90\text{km}$ 。在此距离以外，在半阴影和阴影区接收效果变坏，并且与地势、接收机灵敏度、发射功率、频道序号、接收天线效率以及其它等因素有关。频率越高，即电视频道序号越大，信号随着距离的增大衰减越严重。

为了在更远的距离上可靠地接收电视信号，必须采用一种其吊架高度能保证直视电视接收天线的高效发射天线。在半阴影区和阴影区，吊架高度对接收效果没有明显影响，但是提高天线的增益却可以大大改善接收质量。

在场强较弱因而不利于接收的情况下，最好采用菱形天线(图5.5)。这类天线制造简单，通频带宽，增益高，当采用波阻抗 300Ω 的馈线时也不需要调谐。这种天线的缺点是需要

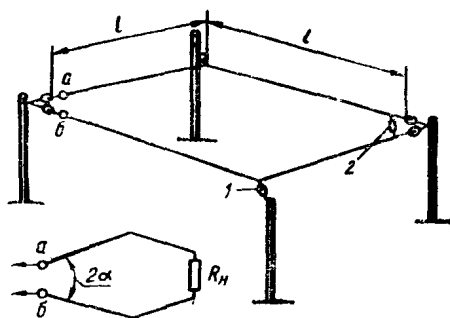


图5.5 菱形天线结构

1. 蛋形绝缘子；2. 负载电阻

大的架设场地，方向图有旁瓣。但是在许多场合，这些缺点并非严重。

由四根长度相等，直径3—4mm的铜导线（或天线索绳）连成一个菱形便构成一付菱形天线。它吊装在8—10m高的四根支杆上。菱形的边长根据要接收的电视频道序号和所需要的天线增益值来选定。菱形边长 l ，从 a 、 b 两点一侧到负载侧的对角线长度为 L ，另一对角线的长度为 d ，它们可根据以下条件选定：

$$l = n\lambda_{cp}; \quad L = (2n-1)\lambda_{cp}; \quad d = \lambda_{cp}\sqrt{4n-1}$$

式中 λ_{cp} ——选定的一组频道的平均波长； n ——与天线增益有关的系数。表5.2中列出了菱形天线增益与系数 n 的关系。

菱形的一个角接馈线，对面的那个角终接电阻（一般为700Ω）， a 、 b 两点与匹配装置（图5.6）连接，该装置的输出端连接波阻抗为300Ω的高频电缆。如果没有这种电缆，则可采用75Ω同轴电缆，该电缆经过一个超平衡作用同时又是阻抗变换器的回线接到匹配装置的输出端。回线由一段波阻抗

表5.2 菱形天线增益与系数 n 的关系

n	1	2	3	4	5	6	7	8
增 益	1,75	2,3	3,1	3,7	4,2	4,6	4,9	5,1

75 Ω 的电缆制成，其长度应等于选定的一组频道的平均波长

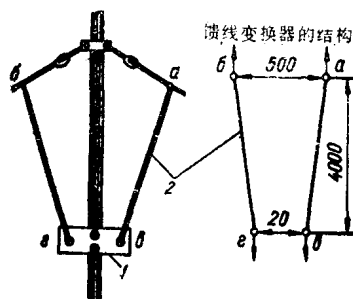


图5.6 菱形天线匹配装置的结构

1. 厚度2—3mm的纸质胶木或层压胶布板
2. 直径2—3mm的铜导线

的 $1/2$ 。平衡回线的芯线两端相应地接到匹配装置的 r 和 B 两输出端。连到电视机的同轴电缆的芯线，其一端接到 r 端或 B 端，其外皮和平衡回线的外皮在两个芯线输出端附近的一点连接在一起。在中心频率附近 $\pm 20\%$ 的频带内，平衡回线可以有效地工作。

表5.3列出了苏联采用的电视频道及其相应的频率。根据该表所列的数据，把光速除以信号频率（Hz）即可求出电视信号的波长。

5.4.1. 曲折天线(图5.7)

这种天线虽然比菱形天线的效率差些，但它的尺寸小，

表5.3 电视频道及其相应频率

频道 序号	频道频率 范 围	图 像 频 载 MHz	伴 音 频 载 MHz	频道 序号	频道频率 范 围	图 像 频 载 MHz	伴 音 频 载 MHz
米波				34	574—582	575,25	581,75
1	48,5—56,5	49,75	56,25	35	582—590	583,25	589,75
2	58—66	59,25	65,75	36	590—598	591,25	597,75
3	76—84	77,25	83,75	37	598—606	599,25	605,75
4	84—92	85,25	91,75	38	606—614	607,25	613,75
5	92—100	93,25	99,75	39	614—622	615,25	621,75
6	174—182	175,25	181,75	40	622—630	623,25	629,75
7	182—190	183,25	189,75	41	630—638	631,25	637,75
8	190—198	191,25	197,75	42	638—646	639,25	645,75
9	198—206	199,25	205,75	43	646—654	647,25	653,75
10	206—214	207,25	213,75	44	654—662	655,25	661,75
11	214—222	215,25	221,75	45	662—670	663,25	669,75
12	222—230	223,25	229,75	46	670—678	671,25	677,75
分米波				47	678—686	679,25	685,75
21	470—478	471,25	477,75	48	686—694	687,25	693,75
22	478—486	479,25	485,75	49	694—702	695,25	701,75
23	486—494	487,25	493,75	50	702—710	703,25	709,75
24	494—502	495,25	501,75	51	710—718	711,25	717,75
25	502—510	503,25	509,75	52	718—726	719,25	725,75
26	510—518	511,25	517,75	53	726—734	727,25	733,75
27	518—526	519,25	525,75	54	734—742	735,25	741,75
28	526—534	527,25	533,75	55	742—750	743,25	749,75
29	534—542	532,25	541,75	56	750—758	751,25	759,75
30	542—550	543,25	549,75	57	758—766	759,25	765,75
31	550—558	551,25	557,75	58	766—774	767,25	773,75
32	558—566	559,25	565,75	59	774—782	775,25	781,75
33	566—574	567,25	573,75	60	782—790	783,25	789,75

工作频带宽 (宽 1 倍), 能覆盖 1—5、6—12、21—39 及其它频道。因为馈线是在零电位点接到天线棒, 所以无须采用匹配和平衡装置它就能很容易地与 75Ω 电缆匹配。这种天线的增益约为 5dB。该天线由两个处在同一平面的金属框组成。两个框由金属管、金属条或粗铜导线制成, 并且并联在一起 (图 5.7)。用于 1—5 频道的天线用直径 8—16mm 的金属管制成; 用于 6—12 频道的天线用直径 4—8mm 的金属管制成。在较窄的频带内, 用金属管制作的天线其效率比用导线制成的天线效率要高。馈线沿着下边的框敷设, 其外皮与敷设馈线的天线部分相连, 芯线与其对应点相连。

这种天线的方向图是双瓣的, 即天线既接收正向来的信号, 也接收反向来的信号, 其方向性系数为 6—8dB。相应于各个电视频道的天线主要尺寸列于表 5.4。馈线与天线相连的两点之间的距离, 对于 1—5 频道等于 10—15mm, 对于 6—12 频道等于 7—10mm。对于 1—5 频道 $a=100\text{mm}$, 对于 6—12 频道 $a=60\text{mm}$ 。

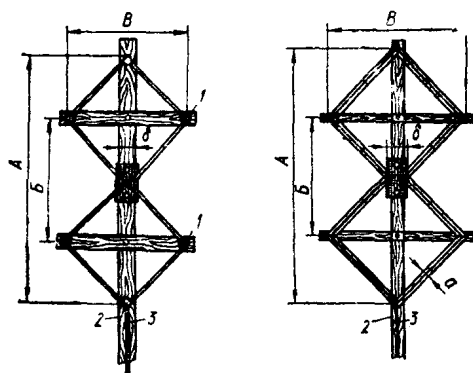


图 5.7 曲折天线

1. 绝缘子; 2. 天线杆; 3. 同轴电缆

表5.4 曲折天线主要尺寸

频 道	A mm	B mm	B mm
1	4850	2420	2420
2	4100	2050	2050
3	3200	1600	1600
4	2900	1450	1450
5	2670	1330	1330
6	1440	720	720
7	1370	685	685
8	1320	660	660
9	1270	635	635
10	1220	610	610
11	1170	585	585
12	1130	565	565
1~5	3400	1700	1700
6~12	950	475	475

表5.5 反射器主要尺寸

频 道	A, mm	B, mm	B, mm	Γ , mm
1~5	4000	3200	620	300
6~12	1170	900	175	130

为了提高方向性系数，使其只接收一个方向来的信号，并把增益提高30—40%，可在曲折天线的背后安装一个屏(反射器)。该屏由一组长度为 $0.52\lambda_{\max}$ 的金属管构成，相邻两管之间的距离为 $0.1\lambda_{\max}$ ，安装后构成的平面平行于天线平面(图5.8)。

也可用金属带或制作天线所用的同一种导线来代替金属管制作反射器。表5.5列出了反射器的主要尺寸。

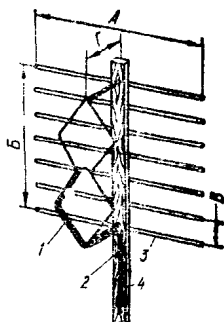


图5.8 带反射器的曲折天线

1. 天线; 2. 电缆; 3. 反射器; 4. 天线杆

5.5 天线放大器

天线放大器可以显著地提高接收机的灵敏度。这类高频放大器连接在天线设备和接收机之间。图5.9给出了两种天线放大器的电路, 其中之一是一个由晶体管V1和V2构成的级

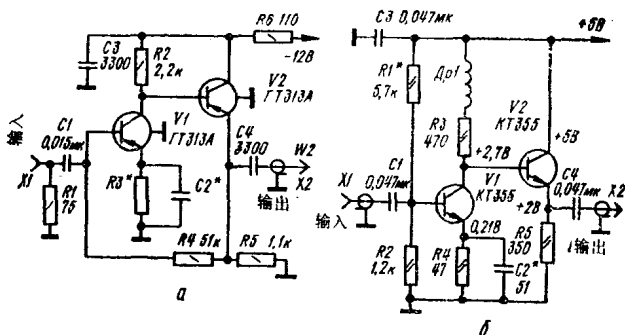


图5.9 天线放大器电路

α . 信号频率0.1—35MHz; δ . 信号频率35kHz—170MHz

间直接耦合式两级放大器，其中通过电阻 R_4 加有负反馈。电阻 R_1 使放大器的输入阻抗与天线馈线的输出阻抗匹配。放大器的幅度-频率特性由校正电路 $R_3^*C_2^*$ 决定。当 $R_3^*=0$ 、 $C_2^*=0$ 时，频率特性在1~30MHz范围内具有下降特性，相应地在1、10、30MHz频率上的增益分别为90、50和25；当 $R_3^*=200\Omega$ 、 $C_2^*=220\text{pF}$ 时，在上述频率范围内频率特性具有上升特性，相应地在1、10、30MHz上的增益分别为10、20和50。因此可以选定 $R_3^*<200\Omega$ ， $C_2^*\geq 200\text{pF}$ ，这时，在1—30MHz频率范围内，频率特性足够平坦。

当需要提高放大器的增益时，可以把两个这样的放大器级连起来。这时当第一个放大器的 $R_3^*=0$ 、 $C_2^*=0$ ，第二个放大器的 $R_3^*=200\Omega$ 、 $C_2^*=220\text{pF}$ 时，放大器的总增益大约等于70dB，频率特性在100kHz—35MHz频率范围内的不平度为 $\pm 3\text{dB}$ 。在两个放大器级联时，第二个放大器中的 R_1 要去掉，而耦合电容应等于330pF。

图5.96所示的天线放大器适宜在35kHz—170MHz频带内使用，这时放大器的频率特性不平度为 $\pm 3\text{dB}$ ，增益达21dB。该放大器由两只直接耦合的晶体管构成。补偿用的扼流圈 Πp_1 和电阻 R_3 是第一级的负载。

第一放大级由晶体管 V_1 按共发射级电路构成；第二级由晶体管 V_2 构成，它是一个发射极跟随器，用来保证放大器的低阻输出。

电阻 R_4 、电容 C_2^* 以及扼流圈 Πp_1 构成与频率有关的负反馈，用以形成足够平坦的频率特性。

放大器的调试主要是选配电阻 R_1 的阻值，以便能保证电路图中所标出的工作状态。在5V电源电压下，放大器消耗11mA的电流。

所用元器件：扼流圈，无骨架绕制，共10匝，直径5mm，导线 $\phi 0.25$ ；晶体管可以采用任何截止频率高于500MHz的小功率管。

放大器安装在黄铜壳内，壳体最好镀银。需要增大增益时，可把两个这样的放大器级联，每个放大器单独装在2mm厚的双面敷箔玻璃胶布板上，板的一面作为屏蔽。两块电路板用屏蔽板隔开，隔板与电路板的箔层焊在一起。放大器在装配时必须遵守对装配分米波设备所提出的各项要求。放大器所有元件的安装都必须力求使其相互之间的寄生耦合最小。

如图5.10所示的放大器，它用于放大米波波段的广播和电视节目信号。

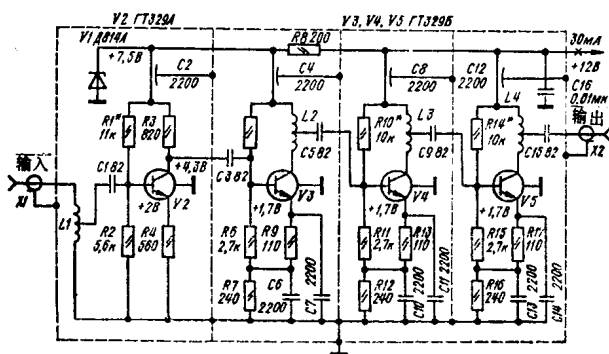


图5.10 米波波段的信号天线放大器电路

在频率特性不平度 $\pm 3\text{dB}$ 的条件下，放大器的通频带为50—350MHz。

当在50—350MHz通带内输出信号 $5\mu\text{V}$ 、输入电阻 75Ω 和

频率特性不平度为 $\pm 3\text{dB}$ 时，放大器的电压放大系数为39—41。该放大器由四只高频晶体管按共发射极电路构成。第一级的负载是电阻 R_3 ，以后三级的电路都是一样的，用了同一种晶体管（ГТ329Б）。为了改善频率特性的高频区域，晶体管 V_3 、 V_4 、 V_5 的集电极负载采用电感线圈 L_2 、 L_3 、 L_4 。放大器装配在四块 $25 \times 40\text{mm}$ 的印制板上。每块印制板都用黄铜板屏蔽。印制板由2mm厚的双面敷箔玻璃胶布制成，板的一面用作屏蔽。装配好的所有印制板安装在黄铜屏蔽盒内。在放大器的制造和装配过程中，必须遵守对装配米波波段设备所提出的要求（参见前边有关章节），否则电路的工作可能不稳定，或者不能保证放大器的上述参数。

线圈 L_1 、 L_2 、 L_4 各有2.5匝， L_3 为4匝，导线牌号ПЭЛ1.0；线圈 L_1 — L_3 的直径12mm， L_4 的直径20mm，节距8mm。耦合电容器 C_2 、 C_4 、 C_8 、 C_{12} ，型号K10-Y2-H90。

放大器的调试主要是选匹电阻 R_1^* 、 R_5^* 、 R_{10}^* 、 R_{14}^* 的阻值，以保证电路上标出的工作状态。选择线圈 L_1 — L_4 的抽头位置，获取所需要的通频带，以此形成需要的频率特性。

可用扫频信号发生器来测定放大器的增益和频带。调试时，放大器的输入端送入 $5\mu\text{V}$ 的信号电压。也可用标定好的标准信号发生器和电子管电压表，来测定放大器的幅频特性和增益，这时电压表的输入端并接一只 75Ω 的电阻。

当电源电压降低到4V时，该放大器仍能工作。在这种情况下，在整个频段增益下降到36dB，所消耗的电流降到15mA。当改用低压电源时，稳压管 V_1 必须换成3—4V的稳压管，而电阻 R_8 的阻值应适当选配，以保证稳压管所需要的工作电流。

第六章 无线电接收设备的构成单元

6.1 射频放大器和中频放大器

简单的两波段(长波和中波)便携式接收机基本上都是按完全定型的标准电路组装的。电路中的第一只晶体管完成变频和外差振荡器的功能。输入回路线圈绕在机内磁性天线的铁氧体棒上。外差振荡器采用电感三点式电路。按照惯例,输入电路与变频器通过电感耦合。与电容耦合相比,电感耦合使之更容易借助输入电路来保证接收机对干扰具有更高的选择性和足够宽的通频带。

如果在接收机上增加短波波段,则射频通道的构成会有某些变化,如外差振荡器这一级要由专门的晶体管组成,以提高电路的工作稳定性。采用射频放大级能够改善接收机的实际灵敏度及其工作质量。在输入级采用高频硅晶体管、集成电路,采用稳压电源为高频通道的放大级供电,这些都可以提高便携式接收机输入级的性能。中频通道的第一级接有集中选择性滤波器,这可以保证中频放大器具有很高的选择性。便携式无线电接收机中广泛采用小型高选择性压电陶瓷滤波器,以实现集中选择性。这类滤波器的参数列于表6.1。

高质量接收机中不采用压电陶瓷滤波器,因为这类滤波器的通频带调整起来很困难,而其相位特性的非线性还会引起信号失真。

为了提高简易超外差无线电接收机的灵敏度,人们广泛

表 6-1

参 数	滤 波 器 型 号	
	$\Pi\Phi\Pi-1$	$\Pi\Phi\Pi-2$
通带中心频率, kHz	$465 \pm 2,5$	$465 \pm 2,5$
负载电阻, Ω :		
输入端侧	$1200 \pm 15\%$	$1200 \pm 15\%$
输出端侧	$680 \pm 15\%$	$680 \pm 15\%$
6dB电平通带宽度, kHz	$6,5 \cdots 10,0$	$8,5 \cdots 12,5$
通带内衰减不均匀度, dB	3	3
插入损耗	12	12
相对于中心频率失谐的衰减, dB:		
失谐 ± 10 kHz时	41	38
失谐 ± 20 kHz时	40	38
工作温度范围, $^{\circ}\text{C}$	$-10 \cdots +50$	$-10 \cdots +50$

采用低噪声非调谐式射频放大器附件。它们一般接在接收机的输入侧,即变频器的前边。这种放大器的电路在第五章5.4节中已作了介绍。

为适应超外差接收机广播通道的需要,人们已经研制了多功能集成电路K174XA2。图6.1给出了采用该电路的无线电接收机的输入部分和中频放大器的原理图。

组件的实际灵敏度是 $20\mu\text{V}$;中频道频带9—72kHz;失谐 ± 9 kHz时,对相邻频道的选择性为30dB。

输入回路 $L5$ 、 $C11.1$ 、 $C12$ 、 $C13$ 产生的信号,经过耦合线圈 $L6$ 送到集成电路A1的非调谐射频放大器的输入端(引脚1、2),放大后再送到变频器。中频信号电压由宽带滤波器 $L1C2R1$ 分离出来,经过耦合线圈 $L3$ 和电阻 $R3$ 送到压电陶瓷滤波器 $Z1$,然后从其输出端送到集成电路中非调谐中频放大器第一级的输入端(引脚12)。外差振荡器的回路由线圈 $L7$ 和

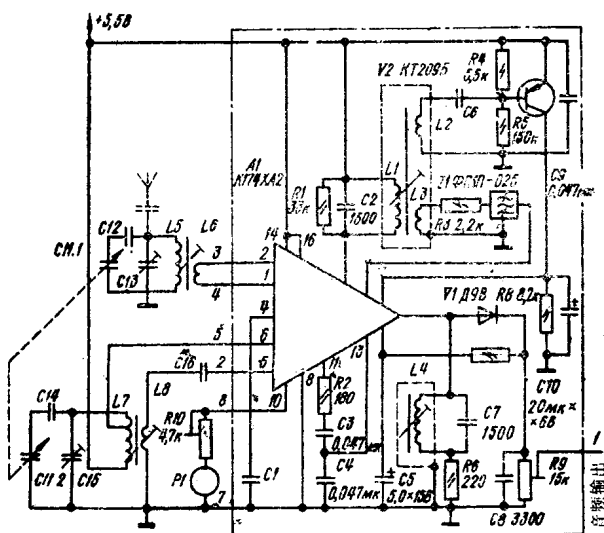


图6.1 由集成电路K174XA2构成的高放-中放原理图

电容器 $C_{11.2}$ 、 C_{14} 、 C_{15} 组成。回路与外差振荡器的耦合通过线圈 L_8 和电容器 C_{16} 来实现。组件的调谐用双连可变电容器 $C_{11.1}$ 和 $C_{11.2}$ 。

放大后的中频信号由二极管 V_1 检波， R_9 和 C_8 是它的负载。

组件的输出信号可用 R_9 调整，然后从其滑动接点送往音频放大器。电阻 R_6 上产生一个电压，它把检波器的工作点置于非线性失真小的区域。在组件中射频和中频部份分别采用各自的自动增益调整电路。宽带射频自动增益调整信号用耦合线圈 L_2 取出，这样可以消除当调谐不准确时接收机产生自激的危险。该自动增益调整信号由晶体管 V_2 检波，所产生的调整电压从 V_2 的输出端经过直流放大器(集成电路的引脚3)

送到射频放大器。R8、C10是第一自动增益调整检波器的负载元件。第二自动增益调整检波器由二极管V1和滤波器R7 C5构成，其输出信号经集成电路第二直流放大器(引脚9)送到中频放大器的输入校正电路R2C3C4，用以稳定中频信号的增益。

电表P1作为精确调谐指示器(满刻度偏转电流 200—300 μ A的任何一种微安表，如M47612、M47613等型号的，都可用)。中频滤波器的线圈安装在铝屏蔽盒中。它绕在统一规格的4节型骨架上，采用M400HH-5型管状铁氧体磁芯，M600 HH-3-CC-28 \times 14型微调磁杆拧在其中。线圈用的导线牌号是 \varnothing 0.1，各绕组的匝数为：L1 2 \times 38匝，绕在骨架底下两节上；L2 20匝，绕在骨架第三节上；L3 7匝，绕在骨架最上节；L4 2 \times 34匝，绕在另一个骨架的中间节上。电容器C1、C6、C16的容量大约为5000pF，调试时具体选配。组件采用

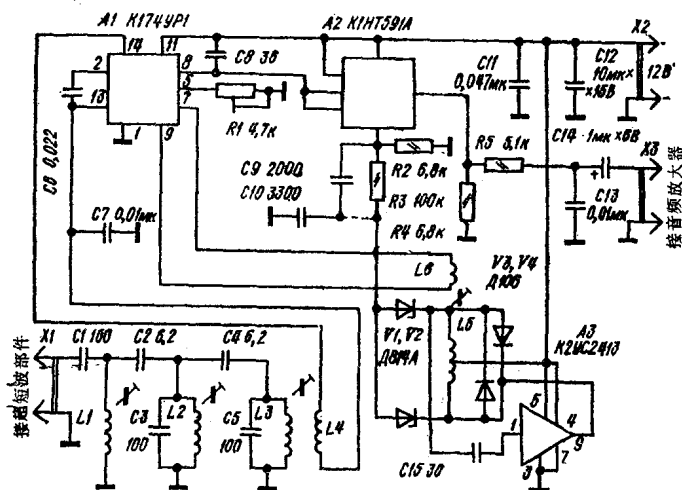


图6.2 调频信号接收机中频通道电路

5.5V稳压电源供电。

图 6.2 所示的调频接收机中频通道可用于短波调频信号接收机和电视接收机。由于具有频率相位自动微调系统和调频信号检波，因此该通道具有很高的灵敏度和抗干扰能力。

该通道的特性：通道中频频率——6.5MHz；灵敏度相对于高频组件固有噪声电平——2dB；外差振荡器频率在10—30℃温度范围内的固有不稳定度——35kHz；频偏615kHz时的输出电压——25mV；输出电阻——3kΩ。

该通道组件由三块集成电路组成。中频信号从超短波部件或电视接收机视频放大器的输出端加到三网节滤波器L1C1-L2C3-L3C5，然后送到集成电路A1(K174YP1)内的中频放大器、相位检波器和参量稳定器。

同步外差振荡器由集成电路A3(K2YC2413)按级联放大器电路外接振荡回路构成，回路由电感线圈和起变容二极管作用的稳压管V1、V2组成。外差振荡器输出的电压由二极管V3和V4限幅后，作为相位检波器的基准电压。信号从集成电路A1的相位检波器送到集成电路A2中的两个发射极跟随器。更具体地说是，相位检波器的输出电压，经过其中一个发射极跟随器和比例积分滤波器R3C9C10加到二极管V1和V2。两个发射极跟随器基极电路的偏置电压，通过相应检波器的负载电流在集成电路中产生。电容器C8把中频旁路，使它不能进入发射极跟随器的输入端。

低频信号从另一发射极跟随器的负载R4，经过校正网络R5C14送往通道的输出端。除了频率相位自动微调系统之外，还通过耦合线圈L6取出中频信号，并由集成电路A1内的微分网络移相90°后，对外差振荡器进行同步。频率相位自动微调系统中的反馈电路元件失效时，检波器仍能保持正常工作。

同时采用两种同步措施(借助滤波器 $R3C9C10$ 构成的频率相位自动微调系统和用中频振荡直接同步)相应于采用带比例积分滤波器的相位频率自动微调系统。

回路 $L1C1$ 、 $L2C3$ 、 $L3C5$ 取自电视机的伴音中频放大器通道。

线圈 $L5$ 绕在直径 7.7mm 的骨架上,共10匝,导线 $\phi 0.12$;线圈 $L6$ 绕在 $L5$ 的外面,共11匝。通道的调谐借助扫频信号发生器,其检波头接到集成电路 $A1$ 的引脚14。先调谐带通滤波器,然后把扫频信号发生器的输出接到线圈 $L3$,而其低频输入接到检波器的输出。然后按鉴频特性零点把回路 $L5V1V2$ 调谐到中频上。用电阻 $R1$ 把保持带宽调整得不大于 240kHz 。把频偏 1MHz 的调频信号送到检波器的输入端,检查频率相位微调系统的时间频率特性。

6.2 音频放大器

评定音频放大器的主要指标是信号增益、引入失真的程度以及输入和输出特性等。

信号失真有线性失真和动态失真之分。频率失真、相位失真和过渡失真属于线性失真。动态失真是因为具有深度负反馈的放大器,对输出电压增长速度有限制而引起的。由于这种限制的结果,上升沿很陡的输入电压(音乐信号)与输出电压相互不能对应。加在放大器输入的正弦电压倒有可能不失真地在输出端重现。射频信号重现时产生的动态失真,可以象一般的非线性失真一样用谐波系数来标定,并且在输出功率接近最大值时进行测量。如果输入的是频率为 f 的简谐信号,则在存在非线性失真的情况下,放大器的输出端将产生

复杂波形信号。该信号除了包含频率为 f 的基波以外,还有频率为 $2f$ 、 $3f$ 等的高次谐波。

非线性失真的量度(谐波系数)等于输出电压(电流)高次谐波幅度的平方和的平方根与输出电压(电流)基波的幅值之比:

$$K_r = \sqrt{u_2^2 + u_3^2 + \cdots u_n^2} / u_1$$

高级放大器的谐波系数为百分之几。当谐波系数 $K_r < 0.2\%$ 时,听觉不大会感觉出有失真。 $K_r = 10\%$ 时的输出功率被确定为最大输出功率。

放大器的非线性失真性能由互调失真系数来表征。测量时,在放大器的输入端加入两个简谐信号,其频率为 $f_1 = 50\text{Hz}$, $f_2 = 6\text{kHz}$ 。两个电压的幅度成4:1的关系。由于存在着失真,在放大器的输出端将得到基频 f_1 和 f_2 、两个基频的谐波、差频($f_2 - f_1$)及和频($f_2 + f_1$)。差频分量的幅度与50Hz频率的输出电压幅度之比就是互调失真系数。高级放大器的互调失真不超过0.2—0.4%。

选择音频放大器的电路时,要考虑听觉器官的某些特性。听觉器官的重要特点是,它对不同频率的音频振荡具有不同的灵敏度:对低频和高频的灵敏度要比对中间频率的灵敏度低。因此,在组成放大器时若不考虑听觉的这一特点,则只有在高声压级下才能得到本来的音响。为了克服音量小时音质的损失,在放大器中采用音调补偿式音量调节器。随着传输系数的变化,该调节器同时改变音频放大器的幅频特性。

图6.3给出了补偿式晶体管增益调节器的电路,其工作原理是:放大级具有与频率有关的负反馈,调节电位器 R_1 可同时改变增益和负反馈深度。电容器 C_3 在音频段上进行频率校正, C_1 在高频上进行频率校正。晶体管 V_1 发射极电路中的电

阻 R_6 构成与频率无关的电流负反馈，用以稳定放大器的工作状态。为了保持这类放大器的调整特性，在其输入端必须接一个发射极或源极跟随器作为缓冲级。电位器 R_1 必须选用A型的。

相应于电位器滑动点的不同位置，上述放大级的幅频特性如图6.4中的虚线所示。图中实线是等响度曲线，它们表征人耳听觉分析器在声音的不同响度级下对声音的感受情况。从图中可以看出，补偿式增益调节能够保证再现的声音具有很高的保真度。

收听无线电广播，或者听录音时，为了提高重放质量，需要在音频频段的边缘频率上对增益单独进行调整。信号增益变化15—20dB才会得到明显的效果。这时音色调节级不应包含其它反馈回路，否则会对音色调节的深度产生副作用。

图6.5所示是高频域和低频域单独调整的电平调节器电路，其调节范围为 $\pm 15\text{dB}$ 。在晶体管 V_1 组成的放大器中，分别加有高频负反馈和低频负反馈，它们是通过与频率相关的电路 $C_4R_7R_8$ 和 $R_9L_1C_2$ 分别把可调的反馈电压加到电阻 R_4

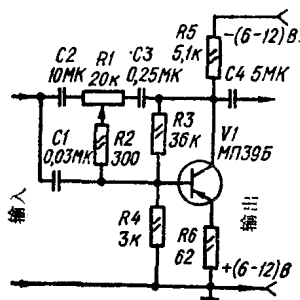


图6.3 带补偿式增益调节的放大器电路

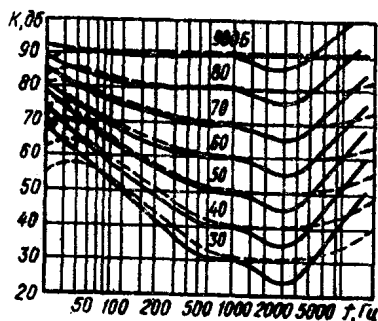


图6.4 电位器 R_1 滑臂处在不同位置时，放大器的幅频特性

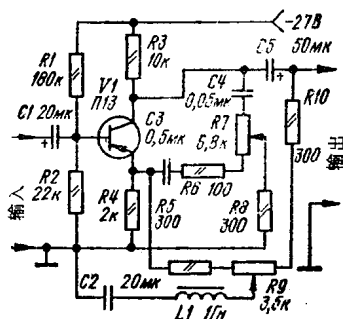


图6.5 在音频频段按高频和低频分别对音色进行调整的电路来实现的。

电位器 $R7$ 的滑动接点处在上边界位置时，反馈量最大，因而高频域的增益下降。电容器 $C2$ 和电感线圈 $L1$ 构成串联谐振回路，当电位器 $R9$ 的滑动接点处在左边界位置时，该回路经过一个小电阻 $R5$ 把电阻 $R4$ 旁路；当 $R9$ 的滑动接点处在右边界位置时，该回路经过小电阻 $R10$ 把晶体管 $V1$ 的负载电阻 $R3$ 旁路。

在中间频率范围内，上述与频率有关的电路不影响该级的增益，这时其值大约等于1。调试时，该电路的输出端必须接一支阻值等于下一级输入电阻的电阻器。

为了从音乐和噪声背景中分离出人的讲话声，需要采用选择性放大器，它在听众面前产生一种“现场效益”。把放大器的幅频特性在人嗓音的特有频率(大约2.5kHz)上抬高就能达到这个目的。这种放大器的电路如图6.6所示。它接在声音信号源和音频放大器第一级之间。电阻 $R10$ 用于调定晶体管 $V1$ 的工作状态。

音量小时对音质的要求更高。在信号电平低的情况下，人的听觉器官对放音通道造成的失真和噪声感受是强烈的。

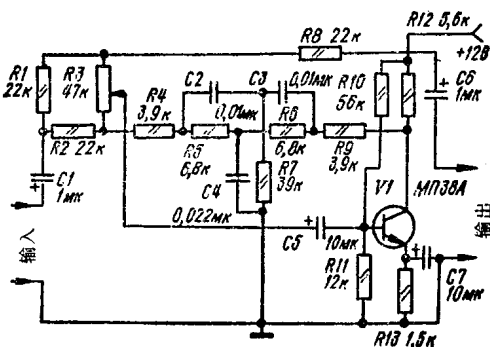


图6.6 “现场效应”产生电路

但是许多大功率放大器不能保证在小音量下具有很高的音质。目前人们在继续寻求技术措施和解决方案，来保证大功率放大器在输出功率小的情况下，在整个音频频段其信号的非线性失真、噪声和干扰电平最小。

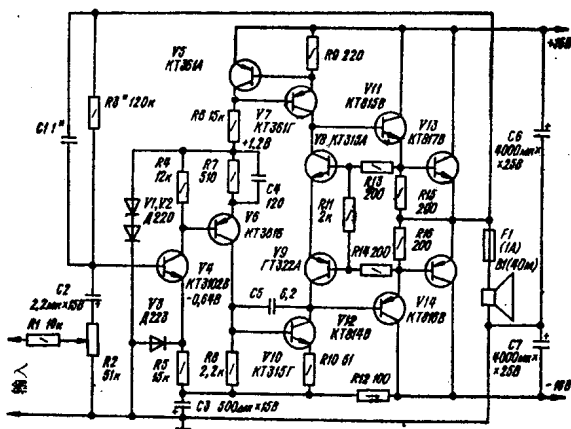


图6.7 在大音量和小音量下都能保证高质量重放信号的放大器电路

图6.7所示电路在很大程度上能满足上述要求。该放大器的工作频率范围为20—15000Hz，在0.3V输入电压下能保证输出功率8W；当4.5Ω负载上的输出功率为0.2—8W时，1000Hz上的谐波系数不大于0.01%，在20000Hz上不大于0.03%；干扰的相对电平为-80dB。在放大器的输入没有类似电路中通常具有的那种微分级，输入信号送到晶体管V4的栅极，从放大器输出端取下的负反馈信号，经过电阻R3也加到该基极。在该电路中，音量调节器(R2)的接法可使输入信号电平的变化和负反馈深度的变化互相协调，从而减小干扰和信号失真。第一级采用了静态电流传输系数很高($h_{213}=400-600$)的晶体管，因此其集电极电流减小到了50—60μA，从而保证了由阻值较大的电阻R3构成的负反馈十分有效。二极管V1—V3用于放大器的自动平衡。晶体管V5和V7组成电流源，用以改善晶体管V10这一级的线性。电容器C1和C4组成放大器的频率校正网络，电容器C5决定截止频率，这三个电容器的共同作用结果使动态失真显著降低。滤波器R12C3用来压低放大器前三级供电电路中的纹波。晶体管互补对V11、V12和V13、V14分别组成末前级和末级。V8和V9用来稳定输出晶体管的静态电流，并且在静态电流小时能够减小“台阶”失真。

该放大器中的前置放大器，其输出电阻应该很小。为了减小放大器自激的可能性，装配时要有两个接“地”点。第一点靠近输入插座和电位器R2，该点焊接R2、输入插座、二极管V2和V3、电容器C3、放大器机壳的引线和把该点连到电源组件上的导线；第二点是电容器C6和C7的连接点，这一点连接非稳压全波整流器中的电源变压器（如TM46-127/220-50）次级绕组的中心抽头。

为了使重放的声音具有高的质量，必须尽可能使非线性失真和动态失真最小。减小非线性失真一般都是通过采用深度负反馈来实现。随着负反馈深度的不断增加，放大器在高频域的稳定性变坏，因而放大器高频端的截止频率降低，同时，频率接近于截止频率的信号其动态失真增大。

可见，为减小非线性失真所采取的措施与要求减小动态失真有矛盾。采用称谓最佳频率校正的技术可以克服上述矛盾。图6.8所示是带有最佳频率校正的音频放大器电路。网络R6C5保证频率校正相位超前，并在高于200kHz的频率上降

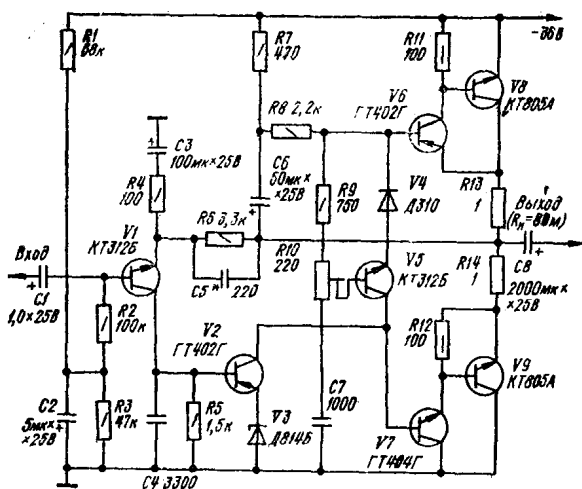


图6.8 带有最佳频率校正的放大器电路

低幅频特性的斜率，从而提高音频放大器的稳定性。调整时选配C5的容量，使放大器稳定工作。该放大器具有以下参数：

8Ω电阻上的额定输出功率8W，最大输出功率10W；输出功率9W时的工作频率范围20—25000Hz；额定输出功率下的谐波系数不大于0.2%。

放大器中采用的晶体管大都是市场上广泛供应的，无须专门精选。只有晶体管V2是个例外，其静态电流传输系数 h_{21} ，应为150。V6—V9应选用大功率管，其余都是小功率管。前置放大器的通频带必须限制在30—50kHz以内，比如采用无源RC低通滤波器来实现这一要求。

在高质量音频放大器中，常常采用电子增益调整，用以克服调整容量时产生的沙沙声、干扰和来自电网的感应。电子调整器的原理图如图6.9所示。增益的控制是借助电位器R6改变晶体管V2基极上的直流电压来实现的。V2是一个稳流器，它的功能是稳定由晶体管V1和V3构成的放大器的电流。

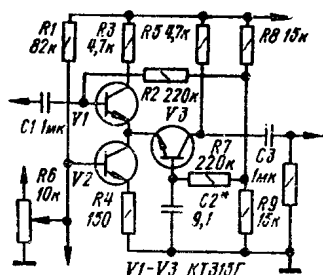


图6.9 电子增益调整电路

放大器的主要特性是：最大输入电压15mV，输入电阻100kΩ，输出电阻4kΩ；调整范围不小于60dB，动态范围20dB；工作频率范围12.5—20000kHz（在幅频特性不均匀性±9dB的条件下）。

电容器C2校正幅频特性的高频部分。电位器R6具有A组调整特性。用场效应晶体管(KП103Л)代替晶体管V2, 并把它的源极与V1的发射极相连, 这样就组成了录音机的录音增益自动调整电路。在这种情况下, 加到电位器R6上的电压可增加到10V。采用KП103A型场效应管作调整元件时, 控制电压应该减小一倍。

在制作高质量的音频放大器时, 为了降低噪声电平, 对组成放大器第一级的晶体管都提出很高的要求。必须采用噪声电平(换算到基极)很低、集电极反向电流很小的晶体管。建议把输入晶体管的集电极电流调定得很小(几百微安), 并且采用低噪声型电阻(而且根据固有噪声电平经过精选以后再用); 在输入级中碳质电阻器不宜采用。电解电容器在额定电压下应具有很小的漏电流, 额定电压要高于其在本级中的工作电压的几倍。最好是完全不用电解电容器, 而用纸介电容器。在输入电路中采用集成电路也会得到较好的效果。

在采用低噪声双极型晶体管的情况下, 必须考虑到这些晶体管的噪声系数在很大程度上取决于信号源内阻 R_s 的阻值, 并且在一定阻值下达到最小。在晶体管发射极电流1mA、频率100kHz的条件下, 各种晶体管的噪声系数的变化与信号源内阻 R_s 的关系如图6.10所示。在 R_s 值很小的情况下, 采用基极电阻 r_b 很小的双极型晶体管能使噪声系数最小; 而当 R_s 值很大时, 采用静态基极电流传输系数高的晶体管可以得到最小噪声系数。对于选定的晶体管类型, 图6.10给出的关系曲线能够帮助寻求信号源内阻的最佳值。如果 R_s 的值已经给定, 则选择晶体管的适合类型, 以使噪声系数最小。应该注意, r_b 值大时, 双极晶体管的频率特性变坏。

低噪声放大器电路如图6.11所示。电路中采用的晶体管

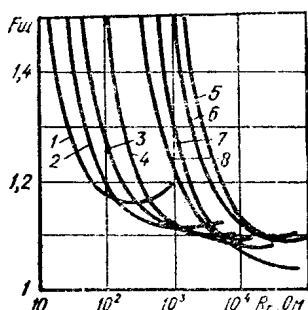


图6.10 各种双极型晶体管的噪声系数与信号源内阻的关系

1. — $KT911Б$; 2. — $KT399$; 3. — $KT368A$; 4. — $KT209Б$; 5. — $KT3102E$; 6. — $KT3102Д$; 7. — $KT3107Л$; 8. — $KT3107Ж$

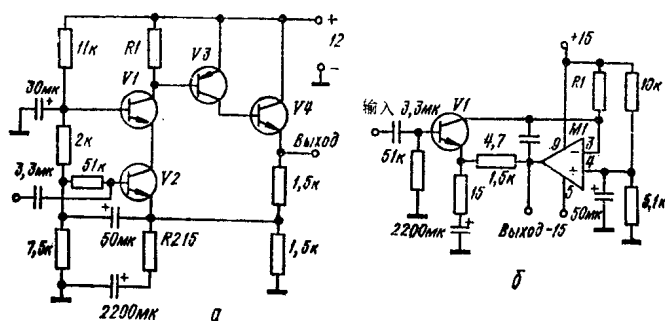


图6.11 低噪声宽带放大器电路

a — 由晶体管构成; б — 由运算放大器构成

型号应是低噪声小功率硅管。所有晶体管的工作状态都由深度的直流和交流负反馈加以稳定。交流负反馈的深度可用电阻 R_2 在很宽的范围内进行调整。放大器的第一级按级联电路构成，其输入电容很小。该电路的晶体管发射极电流用电阻 R_1 调定，当 R_1 的阻值在 600Ω — $60k\Omega$ 范围内变化时，该电流

在1—10mA范围内变化。这时电路的增益实际上保持不变。当信号源的内阻 R_s 为 200Ω — $20k\Omega$ 时,通过选配 R_1 的阻值可使该级的噪声系数最小。放大器的通频带与第一级的发射极电流值,也就是说与电阻 R_1 的阻值密切相关。当 $I_e = 10\mu A$ 时,通频带为 $3Hz$ — $10kHz$,而当 $I_e = 1mA$ 时,通频带为 $3Hz$ — $3MHz$ 。该放大器的增益等于 $40dB$ 。

图6.11σ所示低噪声放大器电路由低噪声晶体管(V1)和低噪声运算放大器组成,其噪声特性、增益、通频带的下界与上述放大器的相同。电阻 R_1 可调整第一级的电流,通频带的上界与该电流值有关。当电流 $I_e = 10\mu A$ 时,上界频率等于 $100kHz$,而当 $I_e = 1mA$ 时,通频带增加到 $450kHz$ 。采用高速运算放大器可以提高通带的上界。

在上述放大器中 R_1 采用了金属膜电阻。也可以用 $KП303A$ 型场效应晶体管代替电阻 R_1 。这时,在场效应管的栅极通过 RC 积分电路($R = 1M\Omega$, $C = 0.1\mu F$)加上控制信号,以改变场效应管的隧道电阻,从而改变放大器的发射极电流。积分电路用于降低晶体管的噪声。

6.3 品质因数倍增器

在振荡回路中引入“负阻”可以提高它的品质因数。品质因数倍增器可以提高回路的选择性,改善滤波器的选择性能。在带 $AH1$ 型铁氧体天线的便携式接收机中,采用图6.12的电路可以提高对镜像频道的选择性。线圈 L_1 和 L_2 绕在同一个长约 $50mm$ 的硬纸骨架上,二者相距 $20mm$,各有 10 匝,所用导线 0.5 。在这两个线圈的上面绕接收回路的线圈 L_3 ,其品质因数用电阻 R_1 进行调整。

在绕制于铁氧体棒上的短波输入线圈中采用上述电路效果很好。正确连接线圈 L_1 和 L_2 的引出线,就能达到提高天线回路品质因数的效果。

另一种品质因数倍增电路,如图6.13所示,它适用于晶体管接收机的中频通道。该电路由晶体管 V_1 按电容正反馈电

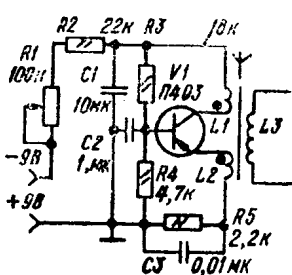


图6.12 天线线圈品质因数倍增器电路

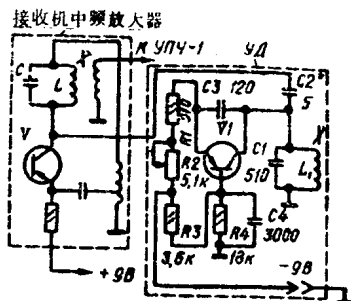


图6.13 超外差接收机中频滤波器品质因数倍增器电路

路构成,反馈元件是电容器 C_3 ,反馈深度由电位器 R_2 调整。品质因数倍增器与接收机变频器之间的耦合通过电容器 C_2 。在接收调幅台信号的情况下,用电位器 R_2 把倍增器的工作状态调定在振荡的临界点附近。这时 LC 回路的品质因数急骤增大,使无线电接收机的选择性得到改善,变频器具有很高的增益。如果用 R_2 把倍增器调到自激状态,则它就变成了第二外差振荡器,于是可以接收工作在电报和单边带调制制式下的电台信号。

通过改变正反馈的深度,可以在很宽的范围内调节中频通道的通频带和灵敏度。

在具有标准465kHz中频的接收机中接入该电路时,回路可用任何晶体管接收机的中频回路。当中频频率为1500kHz

时，线圈 L_1 要绕35匝，分四节绕在直径7.5mm的骨架上，每节3mm，节与节之间的距离2mm；所用导线 $\phi 0.1$ 。

在10米波波段，为了提高接收无线电信号的选择性，可按图6.14的电路组成品质因数倍增器。天线接收到的信号经过电感耦合线圈 L_1 送到回路 L_2C_3 ，并通过电容器 C_4 送到场效应晶体管 V_1 的栅极。 V_1 、 L_1 、 L_2 、 C_2 组成正反馈回路，反馈深度由电位器 R_2 调整。扼流圈 L_1 的电感量为 $80\mu H$ 。

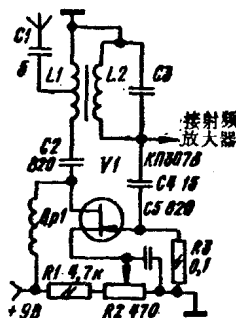
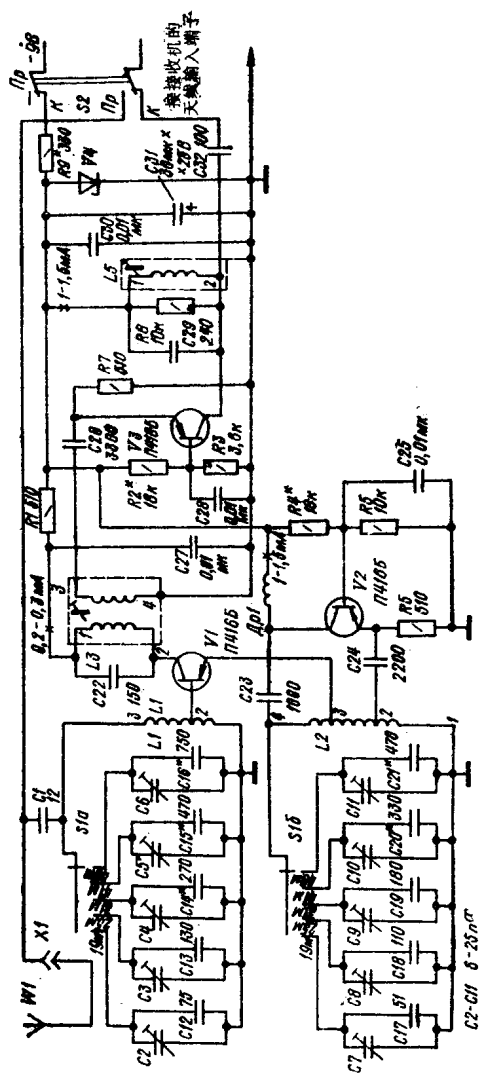


图6.14 10米波波段接收机品质因数倍增器电路

6.4 短波变频器

变频器的用途是扩展接收机所接收的波段。其主要类型是带外差振荡器的频率变换器。从天线来的信号送到变频器的混频器，在其输出端产生差拍信号，其频率处于接收机的接收频段范围内。变频器和与其相连的接收机一起组成两次变频式接收设备。这时第一中频是变化的，它相应于所接收的波段。第二中频是接收机的中频，一段为465kHz。

五波段变频器示于图6.15。调试时要选配的电路元件在图中打了星号。设计时考虑了该变频器与任何一种中波接收



机配接在一起能够接收以下短波波段的无线电台：19m(15.1—15.35MHz)；25m(11.7—11.9MHz)；31m(9.5—9.7MHz)；41m(7.2—7.3MHz)和49m(6—6.2MHz)。在短波段，整个设备的灵敏度比接收中波波段时提高了9倍。变频器的第一中频 $f_{cp1}=1.4\text{MHz}$ 。变频器的输入端有一个单回路，它由电感线圈 $L1$ 和电容器组($C2, C12; C3, C13; C4, C14; C5, C15; C6, C16$)中的一组构成。借助电容器组把回路调谐到相应波段的中心频率上： $f_{cp1}=15.225\text{MHz}$ (19m)； $f_{cp2}=11.8\text{MHz}$ (25m)； $f_{cp3}=9.6\text{MHz}$ (31m)； $f_{cp4}=7.25\text{MHz}$ (41m)； $f_{cp5}=6.1\text{MHz}$ (49m)。

为了减小天线对输入回路调谐的影响，用小容量的电容器 $C1$ 来实现天线和回路的耦合。

变频器包括一个单独的外差振荡器，该振荡器由电感线圈 $L2$ 和电容器组($C7, C17; C8, C18; C9, C19; C10, C20; C11, C21$)中的一组电容构成。混频器由晶体管 $V1$ 构成。外差振荡器的电压从线圈 $L2$ 的部分抽头加到混频器的发射极电路，在宽带回路 $L3C22$ 上产生中频电压。该电压经过耦合线圈 $L4$ 送到中频放大器的输入。中频放大器由晶体管 $V3$ 按共基极电路构成，它的用途是为了提高变频器的灵敏度。谐振回路 $L5C29$ 与中频放大器相连，它调谐在中频的中心频率上(1.4MHz)，其通频带达250kHz。

变频器可用蓄电池或小于电池供电而不一定采用电压参量稳压器($V4, R9$)。把开关 $S2$ 置于“Пр.”位置，接收机即转入中波和长波波段工作状态，这时变频器晶体管的供电电路断开。

所用元器件：开关 $S1$ 为双层4掷5位开关或6键连锁式开关；钮子开关 $S2$ ，型号ТП1-2。晶体管，型号П416，П417，

ГТ313, ГТ322, 具有小的 I_{KO} , 其 $h_{213} = 80-120$; 稳压管, 型号Д808, КС168, Д814Б。

线圈 L_1 和 L_2 绕在直径8mm, 高20mm的塑料骨架上, 单层绕组长9mm, 其匝数分别为1.5+8.5和3+2+5; 所用导线 $\phi 0.64$ 。线圈 L_3 、 L_4 绕在标准三节型聚苯乙烯骨架上, 装在CB-12a型羰基铁铠装磁芯中。 L_3 为60匝, 绕在骨架的两节上, 导线直径 $\phi 0.12$; L_4 为20匝, 绕在骨架一节上, 导线直径 $\phi 0.1$ 。线圈 L_5 也绕在三节型骨架上, 共40匝, 装在CB-12a型铠装磁芯里; 导线直径 $\phi 0.12$ 。铠装磁芯必须装在黄铜屏蔽中。

扼流圈Др1, 共 20×4 匝, 按每节2mm的方式分节绕在直径6mm的聚苯乙烯骨架上; 导线直径 $\phi 0.12$ 。

变频器的调谐: 经检查装配正确无误以后, 选配电阻 R_2 、 R_4 , 把晶体管 V_2 和 V_3 集电极电路中的电流调到图中标出的数值。然后, 把电容器 C_{26} 从线圈 L_4 上断开, 把标准信号发生器输出的1.4MHz信号加到刚刚断开的 C_{26} 的引线端, 把回路 L_5C_{29} 调谐到该频率上(中频中心频率); 把接收机调谐到上述中频; 根据接收机输出信号的最大音量, 调整磁芯把回路调谐; 把线圈 L_1 的第3抽头暂时从电路断开, 把信号加到 L_1 , 把 L_3C_{22} 调谐到1.4MHz; 把标准信号发生器输出的信号频率调到 $f_{cp} = 15.225\text{MHz}$ 并加到变频器的输入端, 调谐外差振荡器的回路和输入回路(19m)。

调整微调电容器 C_7 的电容, 使接收到送入变频器输入端的信号。用电容器 C_2 , 根据在标准信号发生器信号的调制频率上接收的最大音量, 把输入回路调谐。其它波段的回路调谐采用类似方法。在线圈 L_2 的第2抽头与晶体管 V_1 基极之间接一只容量大约6800pF的隔直电容器可以提高变频器

的灵敏度。这时晶体管V1的基极要经过300—500k Ω 的电阻连接到线圈L3的抽头1。V1基极偏置电流的最佳值用实验方法通过选择该电阻的阻值来确定。

图6.16给出的是汽车接收机用的变频器简化电路。该电路的特点是，由于采用了晶体谐振器，因而其工作稳定性很高，并且能高质量地接收短波波段(25m和31m)的节目。

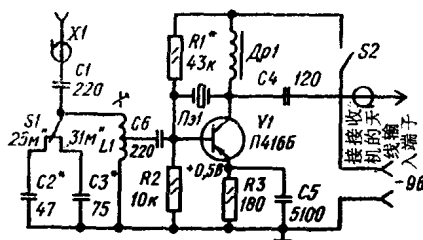


图6.16 汽车接收机用的变频器电路

电感线圈L1和电容器C2或C3构成变频器的输入回路。为了精确调谐，可以采用容量5—220pF的可变电容器。

晶体管V1按复合电路构成频率变换器，其工作状态由电阻R1—R3来保证。高频扼流圈Др1是晶体管的中频负载。

晶体谐振器的频率选为 $f_r = 10.7\text{MHz}$ ，以便在25m波段($f_c = 11.7—12.095\text{MHz}$)上接收信号时，第一中频落在中波波段的以下频率上： $f_c - f_r = 1—1.395\text{MHz}$ ；接收31m波段($f_c = 9.4—9.84\text{MHz}$)信号时，第一中频落在 $f_c - f_r = 0.86—1.3\text{MHz}$ 上。借助电容器C2和C3把输入回路调谐在25m和31m波段的中心频率上。

所用元器件：晶体管型号ГТ309、ГТ316等；扼流圈Др1绕

在牌为600HH(K10×6×5)的铁氧体环形磁芯上,共300匝,导线直径 $\phi 0.1$;谐振器为10.7MHz的小型石英晶体;线圈L1绕在直径8mm的聚苯乙烯骨架上,它是工业接收机上用的,带铁氧体磁芯,其直径2.8mm,牌号100HH或100B4;线圈共16匝,密绕,在第3匝处抽头,所用导线直径 $\phi 0.8$ 。

变频器的调整:选配R1的阻值,把晶体管V1集电极电路中的电流调定在一个合适的最小值上,以便产生稳定的振荡。可用一个调谐在10.7MHz的辅助短波接收机来监测晶体管V1的自激工作状态。然后把开关S1置于“25m”位置,插孔 Γ_H1 接标准信号发生器并把它调到25m(11.9MHz)波段的中心频率上。调整线圈L1的磁芯,选配C2的电容,根据接收机输出信号的最大音量把回路L1C2调谐;这时的接收机应预先粗略地调到中波波段可变中频的中心(1.2MHz)上。更精确的调整,其步骤是,把标准信号发生器的输出端接一段导线(起发射天线作用),而在变频器的输入接上鞭状接收天线,这样就可以对变频器进行精确的微调。

由于小汽车有很好的屏蔽作用,所以变频器可保证带磁性天线的接收机能够很好地接收短波电台的节目。

6.5 敏感开关

敏感开关可使切换设备靠近被切换的电路,从而能够比较容易地降低背景电平,保证高抗干扰能力,并且为设计人员对所设计的设备组成和布置提供了很大的自由度。

图6.17所示的传感器电路,其中晶体管V1工作在信号检波状态。控制传感器的是人体上感生的交流电压,该电压加到V1的基极。感应电压经检波后送到由晶体管V2和V3构

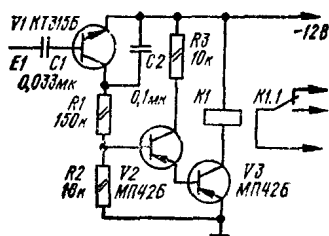


图6.17 传感器电路

成的电流放大器。V3的负载是继电器K1的线圈，当手指碰到电容器C1的引线时继电器就动作。该装置在值守状态消耗的电流为0.2mA。

所用元器件：晶体管型号如电路图中所示，其静态电流传输系数为80—100。

当传感器远离设备时，应该用屏蔽导线或编成带子的双股线连接，屏蔽导线的外皮接地。图6.18是具有多输入端的敏感装置的电路，它可用于切换电视频道和接收机的频段等。

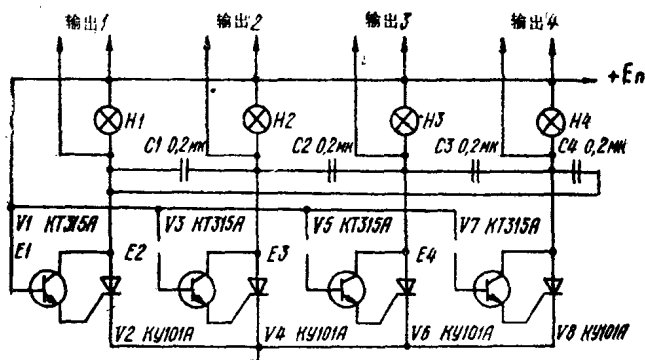


图6.18 由可控硅构成的敏感装置电路

电路中有4个相同的敏感单元，其中每个单元包括可控硅、晶体管、换向电容器和指示器。当用手指接触连接在相应晶体管(V1、V3、V5、V7)基极电路中的任何一对接点(共有4对接点E1—E4)时，即产生电流，于是晶体管导通，接着相应的可控硅导通。电容器C1—C4的用途是为了在接触另一个单元的传感器时，切断刚才工作的单元，因为这时这些电容器上的电压以及极性加在刚才工作着的可控硅上，从而使其关断。指示灯H1—H4用来指示各单元的工作状态。

所用元器件：晶体管型号KT315，П307，П308可控硅可采用任何电流不小于100mA，耐压不低于100V的型号，因此负载电阻要根据该电流选定。装置的供电电压10—30V。电容器C1—C4的容量在电路调整时选配，其值不应小于 $C = 36t/R$ ，式中 t ——可控硅的关断时间， R ——负载电阻。

图6.19是触摸式音量调节器电路，其主要参数是：音量调节范围0—50dB；零电平时的传输系数等于1；最大输入电压等于0.75V；信号噪声比54dB；在频率30Hz下最小音量时的音调补偿深度30dB，18KHz时为10dB。在集成通道开关(5只栅极隔离的场效应晶体管)基础上构成的音量调节器可与音频放大器一起工作，其输入电阻不低于10Ω，灵敏度为0.1—0.7V。

该音量调节器电路的工作如下。电源接通时，电容器C3上的电压等于零，组件中的场效应晶体管A1.1截止，其电路中的发光二极管不亮。由电阻R11、R13产生的负偏压使晶体管A1.2和A1.3导通，因而被调整信号的电路经过电容器C4、C6与公共导线实际上呈现连通状态。这时装置的传输系数最小，大约为50dB。

当触到敏感接点E1和E2时，电容器C3开始充电，场效

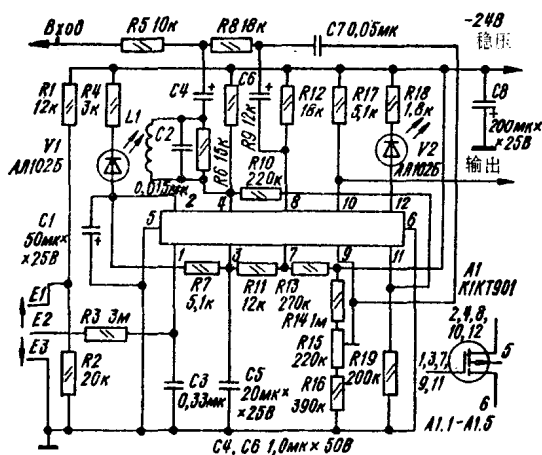


图6.19 触模式音量调节器电路

应晶体管A1.1栅极上的电压增加，其沟道电阻下降，使场效应晶体管A1.2和A1.3栅极上的电压下降，结果它们的沟道电阻增大，因而装置的传输系数和重放信号的音量增大。发光二极管V1在 -40dB 电平时开始点亮，当电平达到 -20dB 时V2也点亮。音量最大时，这两只发光二极管的亮度达到最强。当触到接点E2和E3时，电容器C3放电，于是调整过程相反。电容器C4、C6($0.2\text{--}5\mu\text{F}$)用于提升幅频特性的低频部分。振荡回路L1C2调谐在 18kHz 频率上，用于提升幅频特性的高频段。选配电阻R6的阻值可调节高频段的电平。

集成组件可用5只场效应晶体管代替。

线圈L1用 $\phi 0.07$ 的导线绕在三节型的标准骨架上，匝数绕满为止，然后装入“鹰”牌接收机中频滤波器用的铠装磁芯里。C3应采用漏电流小的电容器。

调试时要先调定集成块中的场效应管A1.1的直流工作

状态。然后把接点E1和E2连接起来，在调节器输入端加入频率大约1000Hz的0.5V交流电压，调节电位器R5，使输出的信号电平最大。选配R17的阻值，调整传输系数，使其等于1。谐波系数与音量电平有关，在输入信号为0.5V、音量电平为10dB时达到最大值(0.35%)。音量电平从0dB变到-40dB时，谐波系数显著降低(小于0.05%)。当输入信号电平从0.1V变到1V时，谐波系数在0.1%到0.5%范围内变化。

6.6 音乐彩色灯光装置

图6.20是简易音乐彩色灯光附加器电路，它可以安装在立体声录音机、电子乐器和无线电接收机的面板上。

附件由两只晶体管、一个逻辑集成电路和四个微型白炽灯组成。信号经过电阻R1、R7和电容器C1、C2加到装置的输入端，由晶体管V1和V2放大后送到反向器D1.1和D1.3的

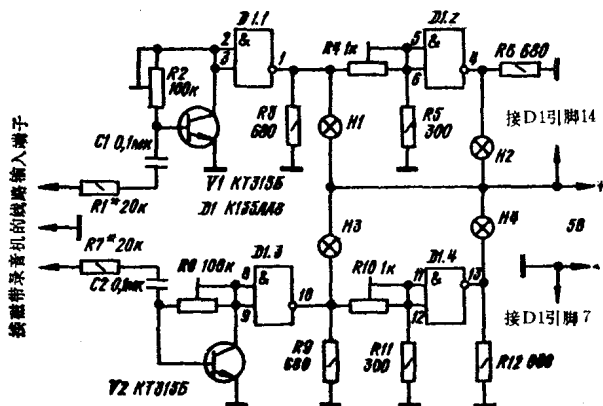


图6.20 音乐彩色灯光附件电路

输入端，这些反向器的输出电路中接有白炽灯 $H1$ 和 $H3$ ，输出端本身经微调电阻 $R4$ 、 $R10$ 连接到反向器 $D1.2$ 和 $D1.4$ 输入端， $D1.2$ 和 $D1.4$ 的输出接白炽灯 $H2$ 和 $H4$ 。当灯泡 $H1$ 和 $H3$ 点燃时， $H2$ 和 $H4$ 熄灭，反之，当 $H2$ 和 $H4$ 点燃时 $H1$ 和 $H3$ 熄灭。因此，当装置的输入端加入信号时， $H1$ 、 $H2$ 、 $H3$ 、 $H4$ 好象以声音信号的节奏频频互相致意。这些灯泡相应地涂着红色、蓝色、黄色和绿色。

装置的调试主要是调整微调电阻，以便当没有信号时，灯泡 $H1$ 和 $H3$ 处在点燃的临界附近。调整微调电阻 $R4$ 和 $R10$ ，使 $H1$ 和 $H3$ 充分亮时灯泡 $H2$ 和 $H4$ 熄灭。

白炽灯动态范围比音乐作品的动态范围窄的多，因此若音乐彩色灯光装置调定在输入信号的最高电平上，则当信号电平小时，该装置不工作；若该装置调定在最低电平上，那么当信号处在中间电平和最高电平时，白炽灯的亮度不变化，结果产生闪烁效应，其特性与唱片特性不一致，使听众很快疲劳。采用压缩器和增益自动调节器，把音乐作品的动态范围压缩到白炽灯动态范围(5—10dB)，会有助于克服上述矛盾。

但是借助亮度多级控制技术可使音乐彩色灯光装置和唱片的信号动态范围匹配。图6.21就是一个实例。在图中所示的电路中只示出了其中的低频通道。像通常那样，输入信号由滤波器分割成相应数量的频道。每个频道的滤波器由两个独立的LC网络($L1C1$ ， $L2C2$)组成。调节器的第一级由晶体管 $V1$ 和 $V2$ 构成，灯泡并联组 $H1$ 接在 $V2$ 的发射极电路，输入信号幅度从0.5V变到3V时，该并联组中的灯泡点亮。用电位器 $R1$ 可对上述信号变化范围作一些调整。在开关 $S1$ 的接点断开的情况下，当信号幅度增大到高于3V时，调节器的第二级

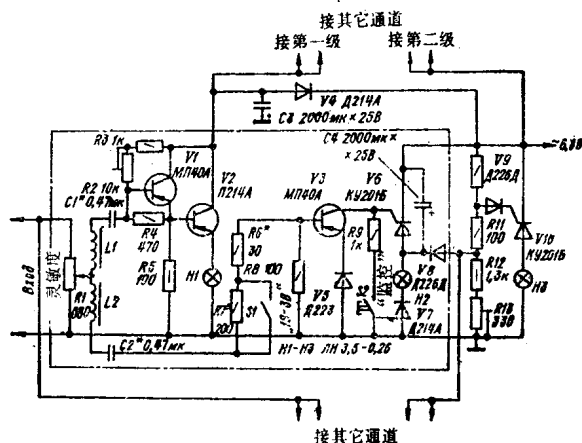


图6.21 带有两级亮度调节的音乐彩色灯光装置电路

(V3, V6, H2)工作, 第二组灯泡H2发光, 显示相应频率上的信号幅度尖峰。当开关S1闭合时, 在1V输入信号电平下, 该组灯泡开始点亮。可控硅V10构成背景灯光通道, 它与第一级一起工作。当任一频道的第二组灯点亮时, 背景通道就自动关掉。

装置由6.3V交流电供电。该装置的输入端接到4—6W音频放大器的输出。“监测”按钮用于检查第二级和背景通道的工作性能。该装置整个频带分成3个频道: 100—350Hz, 350—700Hz, 700—2000Hz。

各频道滤波器的线圈都一样, 其电感量大约为1H, 匝数1000, 绕在2000HM牌号K20×12×6型铁氧体环形磁芯上, 导线直径 $\phi 0.15$ 。各频道的电容器C1、C2的容量相应为0.47 μ F, 0.1 μ F和0.02 μ F。该装置的屏幕尺寸为400×300×120mm。它由蜂窝状透明材料制成。第一级的灯泡靠近屏幕布

置，侧壁贴上揉皱了的铝箔，背面作成暗背景，它能改变屏幕的景深。对100—350Hz频道，第一级的2只灯泡和第二级4个灯泡都染成绿色，第二级的1只灯泡染成红色，另1只染成黄色。对于350—700Hz频道，第一级的2只灯泡和第二级4只灯泡染成红色，第二级还有1只染成绿色，另1只染成蓝色。对700—2000Hz频道，第一级的3只灯泡和第二级的6只灯泡染成蓝色，第二级的另2只染成黄色。背景灯共5只，染成不同的颜色，并布置在整个后壁上。

调试时，装置的输入端接具有低阻输出端的音频信号发生器。通电以后所有背景灯应该亮。用可变电阻R2把各频道的灵敏度调到最低，直到第一级的灯泡亮度很弱的程度。调整R3，使当按下频道按钮S2时，第二级的灯泡点亮，背景灯熄灭。然后把各频道的灵敏度调到最大，由信号发生器送入幅度1V和3V的不同频率的信号，检查音乐彩色灯光装置的工作。必要时选配滤波器的电阻R6、R7及电容器C1、C2。

音乐彩色灯光装置的工作效果在很大程度上取决于屏幕的结构和质量。有两种类型的屏幕：正面投射式和背面投射式。前者屏幕从观众那一侧被照射，后者屏幕从背面被照射。在业余无线电活动中应用最广的是背面投射式屏幕。作为半透明屏的材料，可采用有机玻璃、描图纸、经过甘油加滑石粉处理过的绸布、用砂纸磨过的塑料薄膜等。用白色卡普隆（聚乙内酰胺纤维）从两侧把透明有机玻璃包复起来效果较好。平面反射器要敷上光散射物质，如揉皱的铝箔。通常把灯泡沿着整个反射板均匀分布。这样布置的缺点是，在屏上能看到点光源的闪烁，使听众对音乐彩色灯光节目的感受效果变坏。如果把白炽灯沿屏的周边布置，并用不透明的装饰框遮盖上，则效果会非常好。这时反射器采用抛物面状的。

普通的绘图纸有很好的散射特性。许多业余无线电爱好者用一些玻璃管制屏，他们把这些玻璃管单层或两层互相垂直地排列起来，同时配上由灯光照射四面喷射的水柱（音乐彩色灯光喷泉）。这种音乐彩色灯光屏十分漂亮。用灯光照射家用喷湿器喷出的悬浮水雾也能得到这种效果。水云雾的尺寸可达高0.8—1m、直径0.4—0.5m。

6.7 调谐指示器

为了使接收到的无线电信号失真最小，必须把接收机精确地调谐到相应无线电台的载波频率上。

图6.22示出了调谐指示器的电路。该指示器经过电容器 $C1$ 与接收机中频放大器的最后一个回路相连，其输入有一个由二极管 $V1$ 和 $V2$ 按倍压电路构成的幅度检波器。检波后在电

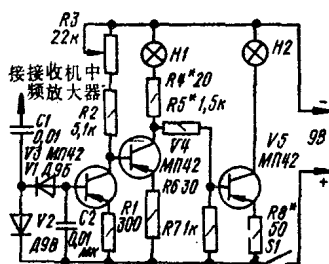


图6.22 带白炽灯的调谐指示器电路

容器 $C2$ 上产生的负电压送到由晶体管 $V3$ — $V5$ 构成的三级直流放大器。当接收机的输入端没有高频信号时， $V3$ 截止， $V4$ 导通，于是红色灯($H1$)亮；这时绿色灯不亮，因为 $V4$ 集电极上

的电压接近于零，V5截止。当调到电台时，由中频信号检波产生的电压使V3导通，V4截止，V5导通，于是灯泡H1熄灭，H2点亮，其亮度随着调台精度的提高而增强。指示器的灵敏度取决于其工作状态，由电位器R3调定；该灵敏度也与电阻R*有关。通过灯泡的电流由电阻R*和R*限定，它们的阻值通过实验选配。调试时应使指示器达到这样一种工作状态，即当没有输入信号时，灯泡H1具有中等亮度，而灯泡H2很暗。用标准信号发生器输入频率500kHz、300mV的电压来检查指示器的工作。指示器采用的晶体管，其型号为МП40—МП42，МП16；指示灯型号为KM6-60；二极管型号为Д2和Д9。该指示器的缺点是，消耗的电流相对来说比较大。

近来，无线电爱好者都用发光二极管作为无线电接收机精确调谐的指示器，其主要优点是非常经济。图6.23所示为其中一种电路。

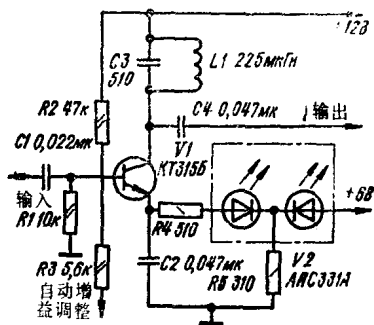


图6.23 带发光二极管的调谐指示器电路

该指示器中采用了ALC331A型发光颜色可变的发光二极管。当在接收机的中频放大器中没有要接收的电台的信号时，晶体管V1发射极电路中流过的直流电流最大，指示器发

红光(左发射节导通)。当准确地调到电台时, V_1 发射极电路中的电流直流分量下降, 使指示器中心点的电位减小, 右发射节导通, 发光颜色从红变为绿。因此, 在接收机调台过程中, 指示器的发光颜色在变化。指示器中的回路 L_1C_3 , 其调谐频率相应于接收机中频放大器调谐频率的中心频率。

人们也广泛采用指针式电表作为调谐指示器。该电表(灵敏度 1mA 的电磁式毫安表)通常接在中频放大器增益自动调整链路中的受控级晶体管的集电极或发射极电路中, 在这种连接方式下, 当接收机没有输入信号时, 电表测量的是增益自动调整晶体管集电极的电流。随着自动增益调整系统中的信号增长, 晶体管集电极的电流将会减小。因此可按指针式电表的最小指示把接收机调谐到所要接收的电台。

6.8 改善音响质量的装置

有一些方法可以减小功率放大器的失真。通常在具有丙类工作状态的输出级的放大器中, 从末级引入深度负反馈。但这会使动态失真增大。因此, 在高质量放大器中经常是使输出级工作在 A 类状态, 并引入不太深的负反馈。不过这时要对输出级大的静态电流采取热稳定措施。已知有一种构成音频放大器的原理能够克服上述矛盾, 这就是在经济的丙类桥式放大器电路中采用失真校正技术。

图6.24给出了由预放器 A_1 、输出级和电桥元件(R_1C_1 , R_2 和 L_2)构成的放大器功能图, 其中输出级由晶体管 V_1 和 V_2 组成, 它工作在丙类状态。其负载上的输出电压 v_H 和信号 u_C 之间的关系由公式 $u_H = Au_C + B_i$ 来表示, 式中 i ——输出晶体管的基极电流, A 和 B ——与元件参数有关的系数。从上

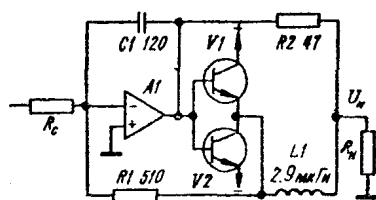


图6.24 失真小的放大器功能电路

式得出，失真的主要根源只可能是输出晶体管的基极电流。因此若构成一种放大器，使其中的系数 B 等于零，则可消除主要的失真源。非线性失真的补偿条件就是电桥的平衡条件，即 $L1 = R1R2C1$ 。

在幅频特性不均匀性 $\pm 1\text{dB}$ 的条件下，该放大器的工作频率范围为 $20\text{--}2000\text{Hz}$ ；负载电阻 8Ω 、谐波系数小于 0.02%

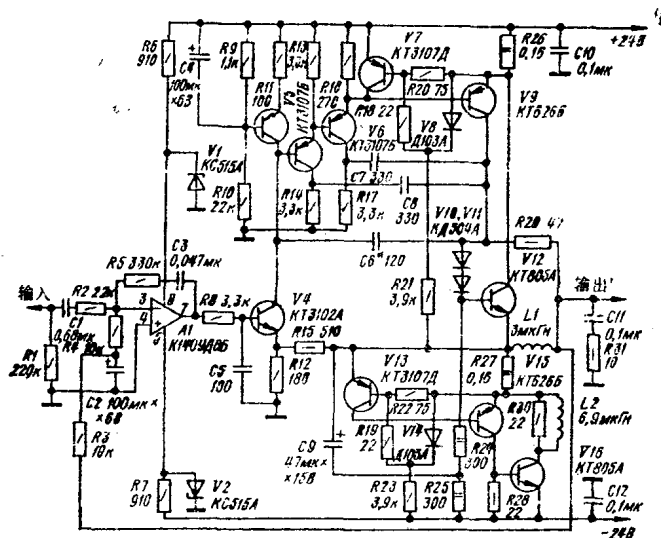


图6.25 采用电桥电路减小失真的功率放大器电路

时,输出功率30W;负载电阻4 Ω 时,输出功率达40W。放大器灵敏度0.2V。固有噪声75dB。

4级预放大器(A1, V3—V6, V9)工作在甲类状态,输出级(V12, V15, V16)工作在丙类状态。放大器中有输出级的过载和短路保护措施(V7和V13)。

第1级采用集成电路低噪声运算放大器,并有一定深度的负反馈(C1R2R5C3),使频率高于20Hz以上的增益大致等于15。第2级V4采用低噪声晶体管,为了获得最大增益,其集电极接一个由晶体管V3构成的电流源。第3级是由晶体管V5、V6构成的双发射极跟随器,其用途是为了使晶体管V9构成的第4级的输入阻抗与第2级(V4)的输出阻抗匹配。电桥R5C6R29L1在射频频率上平衡。从放大器的输出,经过分压器R12、R15向晶体管V4的发射极加有深负反馈(50—70dB)电压,以保证低频频率上的非线性失真电平很低。V3、V5、V6、V13可以采用的晶体管型号是KT3107Б和KT3107Д(KT361B和KT361Д性能差一些);V4——KT3102A, KT342Г; V9、V15——KT626A, KT626Б, KT616Б, KT814Б, KT814Г。线圈L1、L2绕在直径7mm、长28mm的骨架上,密绕两层,分别有30匝和46匝,导线直径 $\phi 1.0$ 。如果放大器组装无误,则无需进行任何调整即能正常工作。根据输出信号失真最小来调谐电桥R15C6R29L1。为此,在放大器的输入送入频率50—100kHz的正弦信号,用示波器观察输出信号,选配电容器C6的容量,使信号波形失真最小。

第七章 无线电技术 设备的组成单元

7.1 乘-除器

乘-除器可以实现 $U_z = K_M U_x U_y$ 、 $U_z = K U_x / U_y$ 这样的函数运算。这些装置的主要参量(工作象限)表征它们能够进行运算的输入变量的符号组合。如 4 象限乘-除器能实现两个带任何符号的乘数的相乘; 2 象限乘-除器只允许一个乘数改变符号, 而单象限乘-除器只能进行符号固定的两个乘数的运算。静态相对误差决定着该装置的工作精度: $\delta = (U_{zp} - U_{zh}) / U_{z \max}$, 式中 U_{zp} 、 U_{zh} 分别为实际的乘-除器和理想乘-除器的输出电压。

动态范围——输入(输出)变量的最大值与其最小值之比, 用对数单位表示可按下式计算

$$\Pi = 20 \lg \frac{U_{X(Y) \max}}{U_{X(Y) \min}}$$

通频带——动态误差不超过允许值时, 正弦波输入变量的工作频率范围。

实际应用中广泛采用带有乘数平方变换的乘法器, 它以下列关系式为基础: $xy = 1/4[(x+y)^2 - (x-y)^2]$ 。因此, 这种乘法器的基本元件是加法器、减法器和取平方电路(平方器)。

图 7.1 给出了一个实现平方运算的电路, 它由场效应晶

体管构成。该管具有重叠沟道时，其漏电流的平方关系由下式描述

$$I_{C,Hac} = I_{C,Hac0} \left(\frac{U_{s,u}}{U_{Hac}} - 1 \right)^2$$

式中 $I_{C,Hac0}$ —— $U_{s,u}=0$ 时的饱和漏电流； $U_{s,u}$ ——栅极

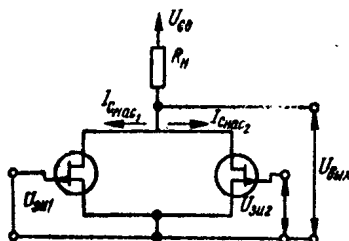


图7.1 由场效应晶体管构成的平方器功能图

和源极之间的电压； U_{Hac} ——沟道闭塞时的电压。

当电路中的两个输入端加入两个相位差 180° 的电压时，则在电阻 R_H 上将发生电压 $U_{s,u}$ 的一次对消， $U_{s,u}$ 即是式中的变量电压。如果在电路输入端加入静态电压（固定电平） U_{CT} 和幅度不变的信号电压 U_{sx} 之和，并且 U_{sx} 以反相位加入两输入端时，则场效应管栅极上的信号可表示为 $U_{s,u1} = U_{CT} + U_{sx}$ ， $U_{s,u2} = U_{CT} - U_{sx}$ 。在这种情况下，两个场效应管的漏电流之和 $I_H = I_{Hac1} + I_{Hac2}$ 将在电阻 R_H 上产生输出电压 $U_{out} = 2I_{C,Hac0} (R_H/U_{Hac}^2) [(U_{CT} - U_{Hac})^2 + U_{sx}^2] = KR_H [(U_{CT} - U_{Hac})^2 + U_{sx}^2]$ ，式中 $K = 2I_{C,Hac0}/U_{Hac0}$ 。

当该电路的输入端加上正弦信号时，其输出信号将正比于 $K \sin^2 \omega t$ 。这时输出信号的频率是输入信号频率的两倍，因为 $\sin^2 \omega t = 1/2(1 - \cos 2\omega t)$ 。

图 7.2 所示是一个工作在音频频段的取平方电路。第 1 级(V1)是一个反相器，其输出连接到场效应晶体管 V2、V3 构成的平方器的输入。V4 构成源极跟随器，从其输出端取出平方后的信号。平方器的调整用正弦信号比较方便。这时把正弦信号加到输入，调整分压器 R5、R7、R10、R11 和电位器 R9，使输出的 2 倍频率的信号失真最小。当把输入信号幅度增加到 2 倍时，输出信号幅度应增大到 4 倍。

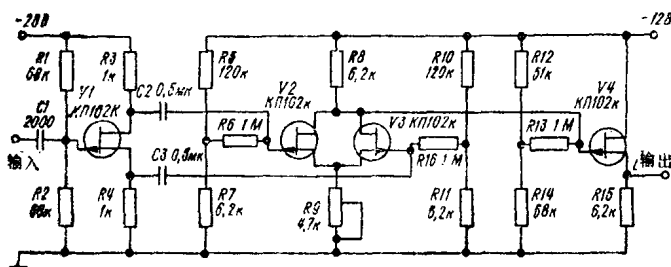


图 7.2 由场效应管构成的平方器电路图

用二极管构成平方器也很普遍。这类平方器比场效应晶体管平方器要复杂一些，但取平方的误差要小。图 7.3 给出了二极管平方器，其参数为：逼近误差 0.8%；取平方误差 1.5%；工作频率范围 1—23kHz；输入信号动态范围 24dB。

平方器电阻的计算值列于表 7.1。

二极管 V5—V7 是用 МП101Б 型晶体管连接而成的。二极管 V8—V13 的型号是 Д223Б。

晶体管 V1 和 V2 组成电压跟随器，用来使平方器的输入与信号检波电路的输出匹配。该跟随器的传输系数（大约等于 1）通过选配电阻 R14 来调定。

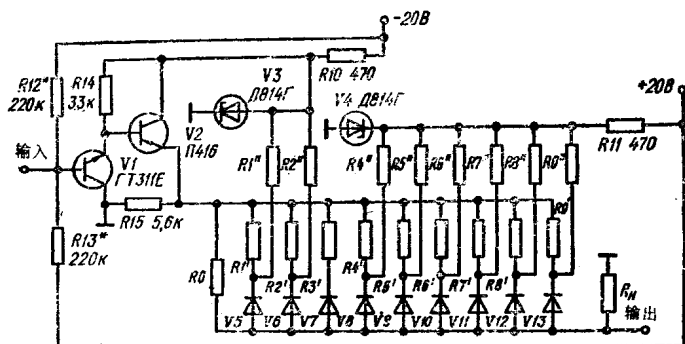


图7.3 二极管平方器电路

表7.1 平方器电阻的计算值

级 序 号	R' , k Ω	R'' , k Ω	级 序 号	R' , k Ω	R'' , k Ω
0	6.4	—	5	3.54	263.6
1	4.8	280.8	6	2.26	74.09
2	7.3	843.8	7	1.33	25.7
3	6.09	271.2	8	0.835	10.0
4	4.51	—	9	0.416	3.64

表7.1中的数据没有考虑二极管的内阻，也未考虑其截止电压和稳压管电压的离散情况。因此平方器的电路需要单独调整，主要是选配电阻 $R1'—R9'$ ， $R1''—R9''$ 。

模拟集成电路相乘器的用途是完成两个模拟量的相乘，用于取平方、倍频、鉴相器、平衡调制器等电路中。与运算放大器组合起来可以完成除法、开方运算以及形成三角函数等。模拟相乘器可分为平衡调制器和原来意义上的模拟相乘器，前者的工作频带宽度达40MHz以上，其信号电平不大于0.5V，后者工作在较窄的频率范围内，其输入信号电平很高

(90±10V)。某些模拟集成电路相乘器的电参数列于表7.2。

表7.2 模拟集成电路的电参数

参 数	140MA1	526HC1	525HC1
对输入端控制信号的抑制系数 $K_{n \cdot y_{np}}$, dB	46	8	46
对基准信号的抑制系数 $K_{n \cdot o_n}$, dB	46	65	46
控制信号的动态范围, dB	16	—	—
控制信号的增益 K	2.9	—	—
上限频率, MHz	2	40	1
输入电阻, MΩ	0.050	0.050	20
输出电阻, Ω	—	—	30
转换斜率, A/B	—	5	—
相乘线性, %	—	—	1
电源电压, V	±12	±6	±15
允许的输入电压, V	±5	—	±10
耗散功率, mW	250	36	170

在525型集成电路基础上组成的模拟相乘器,可用于求信号的平方、开方、三角函数运算、倍频、信号幅度调制等。

图7.4示出的相乘器是一个由四只晶体管组成的差动放大器(这四只晶体管积成在一块芯片上,其集电极交叉耦合)。它把一个输出信号取对数或取反对数,然后再与另一个输入信号相乘并考虑到符号,在输出端产生与两个信号之积成正比的电压。

相对于输入 U_x 和 U_y 的传输系数可用电阻 R_x 和 R_y 调整,这两个电阻决定着差动级晶体管的发射极电流和总传输系数。在图中标出的参数下,输入信号的范围为±10V,传输系数大约0.1,输出电压可在±10V范围内变化,相乘的精度大约为2—5%。

相乘器后边的运算放大器(型号140YД7)把差动电流信

号转换成输出电压 $U_{\text{вых}} = K_1 U_x U_y$, 式中 K_1 ——比例系数。

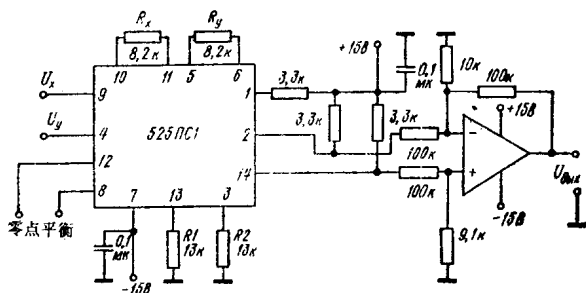


图7.4 525ΠC1型模拟相乘器

图7.5所示电路,其输入和输出正弦电压之间具有平方关系。输入信号经过分压器加到相乘器的一个输入端,加到第二输入端的信号要先经过精确的整流和平滑处理。运算放大器的型号为140YД7。

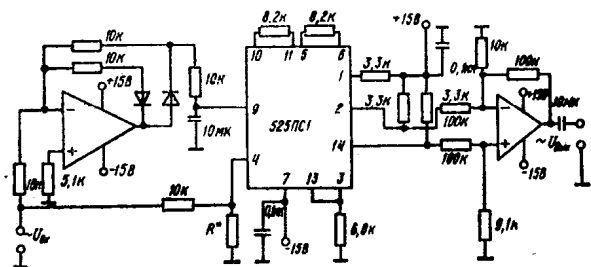


图7.5 由525ΠC1相乘器构成的交流电压平方器电路

7.2 整流器和信号检波器

由运算放大器构成的振幅整流器 在测量脉冲或交流电

压幅度时，这类振幅整流器多半用作中间变换器。在振幅整流器中采用运算放大器能够显著减小由导通的二极管上的压降造成的变换误差。图7.6a所示电路是一个带有补偿二极管

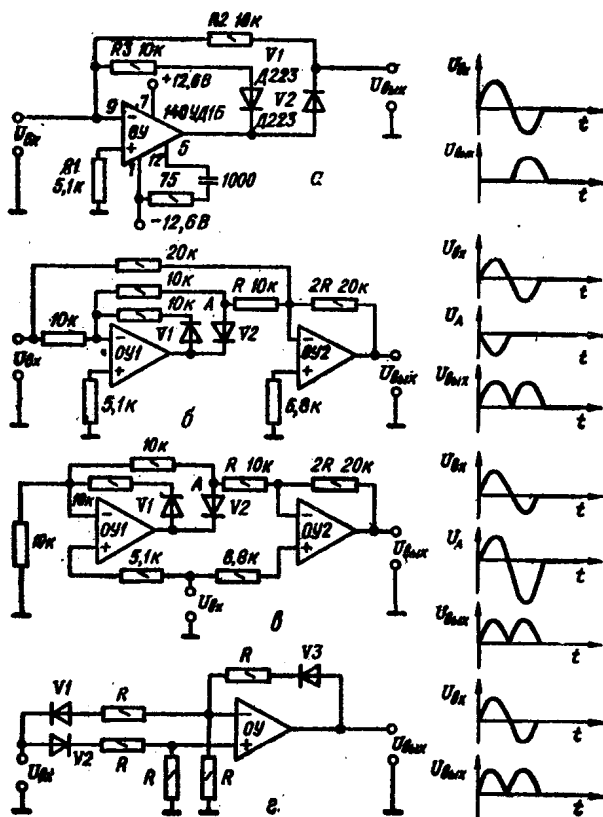


图7.6 由运算放大器构成的整流器

a—半波整流器；б—全波整流器；в—带有大阻值输入电阻的全波整流器；г—由一个运算放大器构成的全波整流器

伏-安特性非线性的半波整流器，该电路使整流器的开启电平降低到 1mV 以下。输入信号为正半波时，输出信号等于零，因为在此时间间隔内，运算放大器的输出电压为负，使二极管 V_2 截止。在信号的负半波期间二极管 V_2 导通，整流器的工作像一个倒相放大器，其传输系数等于 $K_H = -R_2/R_1$ 。如果该电路中再接入一个加法-倒相器，则会得到一个全波整流器，如图 7.66 所示。图 7.6B 中的电路也是一个全波整流器，但其输入电阻高。运算放大器 OY_1 对信号正半周不放大，对负半周放大 1 倍。运算放大器 OY_2 把 OY_1 的输出信号倒相并放大 1 倍，把输入信号放大 2 倍，结果总放大系数的模数对于正、负半波都一样。

在由一只运算放大器构成的全波整流器电路中(参见图 7.6r)，根据输入信号的不同极性，可能是二极管 V_1 导通，也可能是二极管 V_2 导通。输入信号的正半波经过相应的二极管和分压器送到运算放大器的正输入端，这时输出信号不倒相，输出的正电压 $U_{\text{out}} = U_{\text{ex}} R(R/R+1)/(R+R) = U_{\text{ex}}$ 。

负半波经过相应二极管和分压器送到运算放大器的负输入端，输出信号倒相，输出的正电压 $U_{\text{out}} = U_{\text{ex}} \cdot \frac{R}{R+R} \cdot \frac{R}{R/2} = U_{\text{ex}}$ 。

由于经过二极管 V_3 的电流与通过二极管 V_1 和 V_2 的电流相同，因此二极管 V_3 上的压降补偿了 V_1 和 V_2 上的压降。剩余误差是由二极管参数的差异造成的。

7.2.1 线性检波器(图 7.7)

无线电接收机检波级产生非线性失真的主要原因之一，是检波元件 PN 结正向伏-安特性的非线性。在信号电平低时，这种非线性表现得特别明显。引入深度负反馈可以显著改善

检波级的非线性。

图7.7是超外差接收机线性检波器的电路。

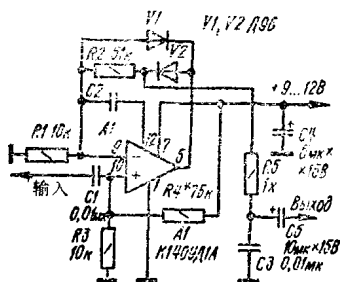


图7.7 线性检波器电路

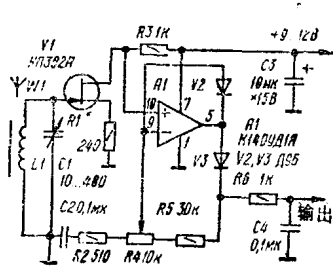


图7.8 带线性检波器的接收机高频通路

该检波器的传输系数等于6。改变电阻R2和R1的比例，传输系数可增加到30—40，从而可以减少音频放大器的级数。

对检波器的调试主要是选配电阻R4*，以便在没有输入信号时，运算放大器输出端（引脚5）上的电压等于电源电压的1/2。为了防止自激，电容器C2的容量在5—30pF范围内作适当选择。

带有线性检波器的直接放大式接收机的高频通路如图7.8所示。射频放大器由场效应晶体管V1构成，这样可以得到高输入电阻，因而可把磁性天线的输入线圈直接接到接收机的输入端。运算放大器OY能同时对信号检波和放大。线圈L1套在直径8mm、长160mm的铁氧体棒上（牌号400HH或600HH），对于长波波段（150—408kHz）需要用分层绕法绕90匝，导线为7×0.07，采用任意介质制成的圆柱形骨架。在中波

波段(525—1605kHz), 线圈应分段绕制, 各段之间距离4—5 mm, 共计 5×40 匝, 所用导线直径 $\phi 0.15$ 。

用一只1000pF的电容器与 R_1 并联可以提高本级的放大系数。用电阻 R_4 可对射频通路的灵敏度进行调整。

调试时, 选配电阻 R_1 的阻值, 把集成电路 A_1 输出端 5 上的电压调整到等于电源电压的一半。沿着铁氧体棒移动线圈 L_1 , 调定频段的边界。

在高质量接收机中, 采用同步检波可以改善接收的质量(降低噪声和谐波系数)。图 7.9 给出的同步检波器可用于带相位频率自动微调的超外差调幅接收机的中频通道中, 它具有以下特性: 中频——465kHz; 外差振荡器频率232.5kHz; 灵敏度——25mV; 相位频率自动微调的保持带宽——8kHz; 音频通带——20—5000Hz; 输出电压——50mV; 谐波系数——0.6%; 消耗电流——30mA。同步检波器由带相位频率自动微调的同步外差振荡器(由晶体管 V_5 构成)和相位检波器本身组成。相位检波器有两个音频放大器, 分别由集成电路 A_1 和 A_2 构成。中频信号从回路线圈 L_1 送到由二极管 V_1 和 V_2 构成的第一混频器, 从耦合线圈 L_5 取下的外差振荡器的信号也送到这里。与跟踪误差成比例的电压从二极管 V_1 和 V_2 取出以后, 送到截止频率为1Hz的低通滤波器 $R_1R_2C_6$, 然后由集成电路 A_1 放大, 再加入到变容管 V_6 和 V_7 , 相应改变外差振荡器的频率, 使之等于已调幅信号载频的1/2。

第二混频器由二极管 V_3 和 V_4 组成。在跟踪状态, 信号电压相对于外差振荡器的电压移相 45° 。因此外差振荡器的电压先经过移相器 $L_2C_4R_{15}$ 再加入到混频器上, 以便正常工作。二极管 V_3 、 V_4 产生的低频信号由集成电路 A_2 放大, 然后送到末级音频放大器。为了抑制检波信号中的高频分量, 采用

了低通滤波器 $L3C5C12$ 。同步检波器中的线圈 $L1$ 绕在3节结构的骨架上，共 $50+15$ 匝，所用导线直径 $\phi 0.1$ ；整个线圈装入直径 8.6mm 的600H型铁氧体磁碗中。线圈 $L2$ 、 $L4$ 、 $L6$ 绕在带M600HM-CC型微调磁芯的标准4节结构的骨架上，各线圈的匝数为： $L2$ 和 $L4$ 分别为192匝和 $415+25$ 匝，导线直径 $\phi 0.1$ ； $L5$ ——30匝， $L6$ ——80匝，导线直径 $\phi 0.1$ 。

对检波器进行调试时，先是把集成电路 $A1$ 的引脚10与机壳相连，用线圈 $L4$ 的微调磁芯把外差振荡器的频率调到 $232.5 \pm 0.25\text{kHz}$ 。然后把 $A1$ 的引脚10与机壳断开，把频率 465kHz 、调制深度30%的已调幅信号送到检波器的输入，调整电位器 $R15$ 和线圈 $L2$ 的磁芯，使音量最大，声音最纯。选择耦合线圈 $L5$ 的匝数，使检波器的灵敏度达到最高。选配电阻 $R12$ 的阻值，消除音频放大器产生自激的可能性。

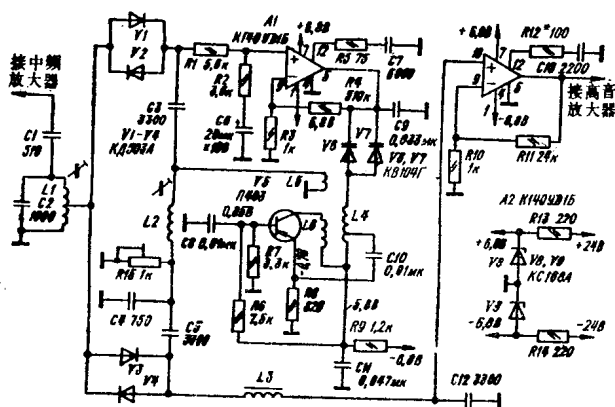


图7.9 同步检波器电路

7.3 对信号取对数的电路

在测量设备中，例如测量变化范围很大的信号电平时，推广泛采用对信号取对数的电路。模拟各种数学函数、信号相乘和相除等都会用到取对数。

最简单的取对数网络(图7.10)由二极管 V 和电阻构成，其中电阻的阻值远大于二极管伏-安特性上任一点的电阻 R_V ，即 $R \gg R_V$ 。求对数的二极管上的压降 U_V 与输入信号 U_{sx} 的对数成正比。电阻 R 的阻值越大，求对数的误差越小，但这时网络能取对数的最小信号电压值 $U_{sx\min}$ 也越小。取对数网络的误差，即输出电压的近似值 U_V 与准确值 U_V' 之差，取决于电阻的比值 R_V/R 。

作为求对数的二极管，可采用Д223、Д207、Д10、Д18等型号的二极管。

为了实现反对数运算，可以采用反演反对数网络，如图7.11所示。与求对数的网络不同这里，输出电压不从二极管，而是从电阻 R 上取出，电阻 R 和二极管电阻 R_V 的阻值之比要满足条件 $R/R_V \ll 1$ 。

借助对数网络实现两个信号的相除和相乘的电路(如图

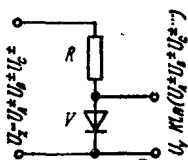


图7.10 二极管对数网络

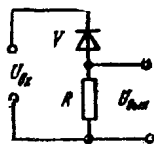


图7.11 反演反对数网络

7.12), 就是取对数电路的应用实例。如果在网络的输入端, 相对于公共接点加入极性相同(图7.12a)或相反(图7.12b)的两个信号, 而其输出信号相加, 则和信号将正比于两输入信

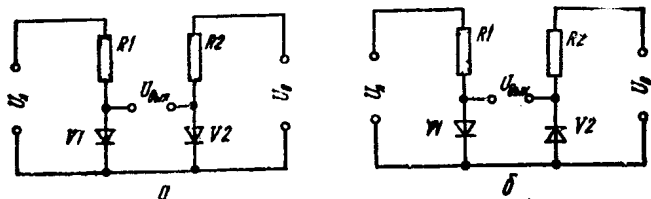


图7.12 借助对数网络对两个信号进行乘(a)和除(b)的电路

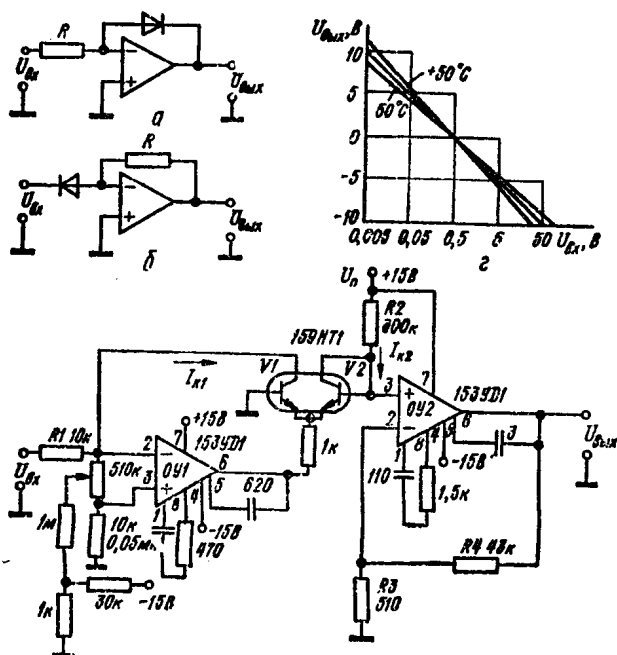


图7.13 对数放大器(a)和反对数放大器(b)功能图; 对数放大器的电路(c)及其输出特性(d)

号相乘之积或相除之商的对数。如果把此和信号加到反演网络(图7.11), 则其输出电压将正比于两输入信号相乘之积或相除之商。

在电路中采用运算放大器的对数电路具有更高的精度。图7.13给出了由153YД1型集成电路组成的对数放大器。该电路包括倒相运算放大器OY1, 在其反馈电路中接入晶体管V1。对数运算不利用 pn 节上的绝对压降, 而利用晶体管匹配的基极-发射极 pn 节上的电压增量。通过接入匹配晶体管V2来补偿放大器的温度漂移, 得到好的温度稳定性。运算放大器OY2是一个倒相缓冲放大器。

晶体管V1、V2可以采用相应系列的对管。

7.4 变频器

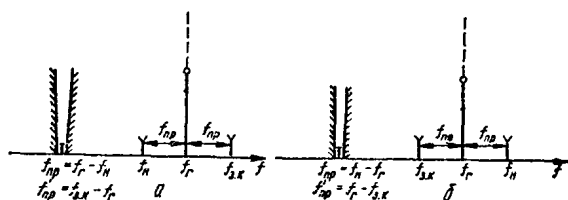
变频器的功能是移动频谱, 但又不破坏频谱的宽度和形状, 同时还保持着调制规律。作为超外差接收机的线性部分的元件, 变频器保证中频电压幅度与信号电压幅度之间实际上的线性关系。为了使无线电接收机的中频通道具有很高的增益和很好的选择性, 变频器的电路必须要能保证中频信号电压恒定, 而与所接收的无线电信号频率无关。

超外差接收机的变频器由非线性变换单元由混频器、高频振荡器(外差振荡器)和谐振选择电路组成。射频振荡器产生与输入信号相乘的射频正弦电压, 以保证接收信号的频率变换。信号电压和外差振荡器的电压同时加到混频器上, 经频率变换在混频器输出端得到中频电压, 其包络与所接收信号的包络完全相同。这时非线性元件输出端的频谱通常包括和频和差频分量。为了从输出电压频谱中分离出所需要的分量,

在混频器输出端接入具有一定通频带的中频滤波器。在超外差无线电接收机中,频率变换除了形成主接收频道外,还形成副频道,产生对接收机的附加干扰,使接收机的有效选择性变坏。所谓副频道,是指带宽等于主频道通带宽度或比它小整数倍而其频率又与主频道频率不一致的那些频道,其中人们最熟悉的就是镜象频道。

通常采用信号载频 f_H 和外差频率 f_F 的差拍作为中频。这种情况下,镜象频道 $f_{3.K}$ 的位置如图7.14所示。为了保证混频器输出端(中频滤波器)上的复合频率干扰电平很低, f_H 和 f_F 应该这样选择,即使靠近输出频率的副频道在足够高次的谐波上。如果落入中频通带内的副频率不低于10次谐波,则认为这种情况是可以允许的。这就能保证副频率电平低于60dB的量级。

选择 f_H 和 f_F 的起始频率时,应遵循以下原则:如果取差频,则两个频率之比 f_H/f_F 不应接近这样两个整数之比 m/n ,即它们的和等于或小于10。这样,10次谐波以下的复合频率就不会落入中频滤波器的通带内。



7.14 镜象频道在频率轴上的位置

在变频器中广泛采用双平衡变换器电路(图7.15),它能保证有效地变换信号频谱,而变频副产物的电平最低。当输入电压为 U_{ω} 和 U_{ω} 时,在电路元件完全对称的条件下,变频

器负载电阻 R_n 上的频谱只包含两种复合频率： $(2n+1)\omega \pm (2m+1)\Omega$ ，其中 n 和 m 为零或任意整数， ω 和 Ω 为输入到变频器的振荡频率。 R_n 用于调整变频器的平衡。

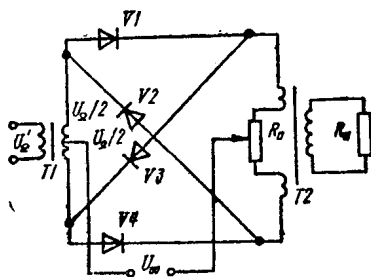


图7.15 双平衡（环形）变频器电路

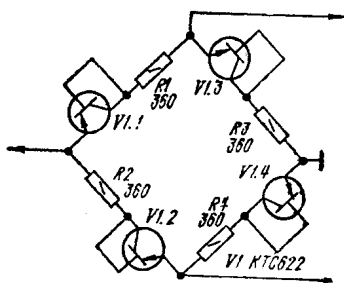


图7.16 环形平衡混频器电路

由晶体管组件构成的环形平衡混频器如图7.16所示，它能把载频抑制50—55dB，在2℃—100℃温度范围内载频的电平变化不大于±5dB。组件中的晶体三极管接成二极管， R_1 — R_4 为了均衡它们的特性。

广泛采用526ΠC1、K140MA1和其它一些型号的集成电路作变频器。K140MA1是一个平衡式模拟信号相乘器，它有两对独立的输入端和一个微分输出端。幅度10μV—30mV的输入信号加到输入端 U_x （见图7.4），幅度达30mV的外差振荡器电压加到输入端 U_y 。

由集成电路K140MA1组成的混频器（图7.17），在40MHz以下频率上其传输系数为1。混频器的负载（图中未示出）是一个并联回路，其线圈绕组为 L_1 和 L_2 。 L_1 接到混频器a、c两点，其中心抽头接+12V电源电压。与 L_1 并联了一只110pF的电容器。绕组 L_2 （输出绕组）与绕组 L_1 之间呈变压器耦合。 L_1 和 L_2 （频率6MHz时）分别有7+7匝和7匝，导线直径

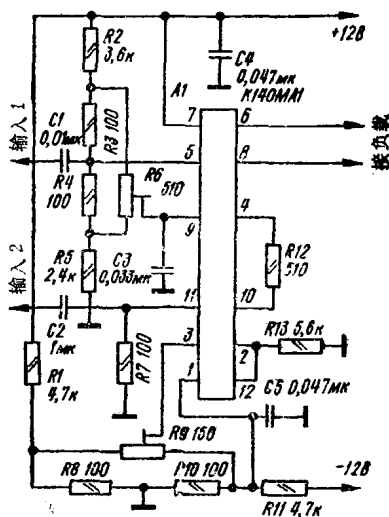


图7.17 由集成电路K140MA1构成的混频器电路

$\phi 0.33$ 。两个绕组绕在同一个CB-12a型磁芯上。混频器的调试主要是反复调整R6和R9，以便在混频器输出端最大限度地抑制输入信号和外差振荡器的电压(50—60dB)。

7.5 倍 频 器

为了将 $e = E \cos \omega t$ 这类未调制的正弦振荡倍频，把该信号送入非线性元件（如图7.18），在其输出端即得到失真的振荡 $u = f(e) = \sum_k u_k(E) \cos k\omega t$ 。该振荡中包含着基频 ω 的整数倍频率，可用滤波器把所需频率的振荡分离出来。通常，谐波的振幅与基波的振幅有关： $u_k = u_k(E)$ 。在特定情况下，当非线性元件是理想限幅器时，若输入信号幅度足够大($E \gg A$,

其中 A 为限幅电平), 则谐波振幅与信号振幅无关, 即 $u_k = 4A / \pi k$ 。

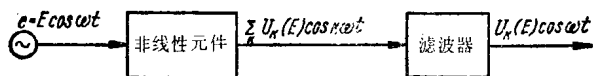


图7.18 正弦振荡倍频器功能电路

在倍频电路中, 作为非线性元件, 比较有前途的是采用差动放大器。图7.19就是一个由差动放大器构成的倍频器。负载回路 $L1C1$ 接在晶体管 $V1$ 和 $V2$ 的集电极之间, 并调谐到所需要的谐波上。该电路能够接几个调谐到不同谐波频率上的回路。可用电压 u_{CM} 选择倍频器的最佳工作状态, 这种工作状态能够保证输出电压具有最大电平, 或以最好的方式抑制

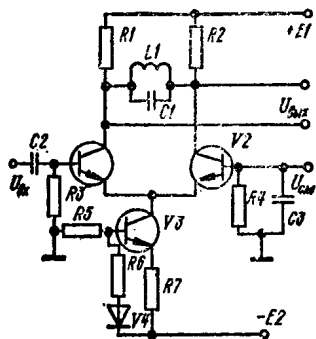


图7.19 由差动放大器构成的倍频器电路

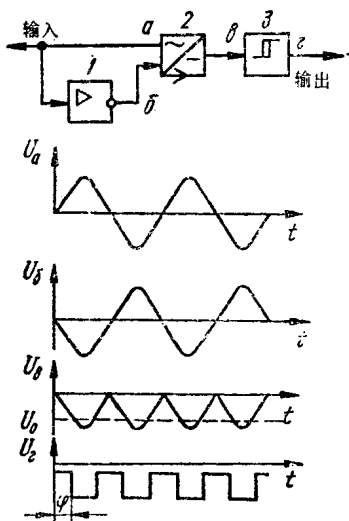


图7.20 非谐振式倍频器功能图

不需要的谐波。倍频系数为奇数时，零偏压下电路工作状态最佳。在这种情况下，传输系数具有最大值，并且在输出信号的频谱中没有偶次谐波。当倍频系数为偶数时，偏置电压不应为零，其值通过实验选定。谐波的次数愈高，分离起来愈复杂。上述倍频器适于产生 $h \leq 12-15$ 次谐波。电路中电阻的参数可大致选为 $R1=R2=10k\Omega$ ， $R3=R4=24k\Omega$ ， $R5=7.5k\Omega$ ， $R6=2.4k\Omega$ ， $R7=2.7k\Omega$ ；电容器 $C2$ 和 $C3$ 的容量要适当选择，以便在基频上其阻值远小于 $R3$ 和 $R4$ 的值。回路 $L1C1$ 调谐在需要分离出的频率上。

当前广泛采用的倍频器都不用谐振法分离谐波。图7.20所示是非谐振式倍频器的方框图。频率为 f 的正弦电压以原极性和经过倒相器后以反极性同时加到全波整流器2上，其输出端上的脉动频率等于输入频率的2倍。门限装置3（施密特触发器）把脉动电压变换成频率等于 $2f$ 的方波。

图7.21是一个石英晶体振荡器的原理图，它用非谐振法实现4倍频。该振荡器由晶体管 $V1$ 、 $V2$ 构成。频率62.5kHz的信号从发射极跟随器 $V2$ 送到施密特触发器（晶体管 $V3$ ， V

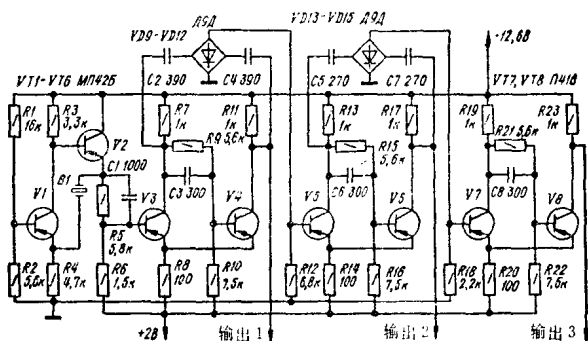


图7.21 带非谐振式4倍频的石英晶体振荡器电路

4), 形成矩形脉冲, 然后经过电容器 C_2 、 C_4 送到全波整流器(V9—V12)。2倍频率(125kHz)的脉动电压从电阻 R_{12} 上取出后去控制第二个施密特触发器(V5, V6); 该触发器产生的信号由第二全波整流器(由二极管V13—V16构成)整流。250kHz的脉动电压从该整流器的输出端加到第三施密特触发器(V7, V8), 在其输出端便得到频率为输入频率4倍的脉动电压。电路扩展以后, 倍频系数可以增加偶数倍。能够倍频的最高频率取决于所用晶体管的频率特性。

7.6 信号比较器

比较器是用来比较两个模拟信号的电路。在该电路的输出端产生一个离散信号, 它表征两个比较电压瞬时值之差的符号。在实际的比较器中, 信号的比较总会有误差, 因为在各种因素的影响下, 动作门限会产生一些偏移 ΔU_{sx} 。

由运算放大器和电路中无源元件的参数不理想所制约的一些因素, 使运算放大器产生零点漂移和噪声, 从而引起比较的系统误差分量。

为了把模拟信号变换成数字信号, 可采用集成比较器——专用运算放大器。这种比较器用作振幅鉴别器、电平检测器、双稳态显示器等的门限单元。由集成比较器可以构成各种脉冲振荡器: 方波、阶梯波、线性变化波等振荡器。一些最广泛应用的集成比较器的参数列于表7.3。

图7.22a是运用比较器的一种典型电路。输入信号加到比较器的一个输入端, 基准电压加到另一输入端。当输入信号超过基准电压时, 输出电压从3.1V跃变到0.5V, 如图7.22b所示。

表7.3 集成电路电参数

参 数	K521CA4	K554CA1	K554CA2	K554CA3	KM597CA1	KM597AC2	KM597CA3
消耗的电流 I_{nor} , mA:							
正极性电源供电	18,7	11,5	9	6,0	27,6	42	2,6
负极性电源供电	7,5	6,5	8	5,0	21,5	34	1
零点漂移电压 U_{cm} , mV	4,0	3,5	5,0	3,0	$\pm 2,0$	± 3	± 5
同相输入电压衰减系数	—	70	70	—	80	80	70
$K_{oc.c\phi}$, dB							
输入电流平均值 I_{ex} , mA	2,0	75	75	0,1	13	10	0,25
输入电流差值 ΔI_{ex} , μA	—	10	10	0,01	1	1	0,1
增益 K_u	—	75×10^3	75×10^3	150×10^3	—	—	—
"1"电压 U_{ex1} , V	2,5...4,5	2,5...6,0	2,4...4,0	—	+0,96...+0,78	2,5...4,5	7...9
"0"电压 U_{ex0} , V	0,5...0	-0,1...0	-1,0...0	—	-1,91...-1,65	0,5...0	0,3...2
输出电流"0" I_{ex0} , mA	—	0,5	1,6	—	—	—	—
接通延时 t_{ga} , ns	26	135	160	200	6,5	12	300
选通输入电压 $U_{ax.cTp}$, V	—	-1,0...0	—	—	—	—	—
选通电流 I_{cTp} , mA	—	2,5	—	—	—	—	—
电源电压 U_{un} , V	± 9 , +5	+12, -6	+12, -6	± 15	-5,2, +5*	-6, +5	± 15

* 容差 $\pm 5\%$, 其它情况下为 $\pm 10\%$

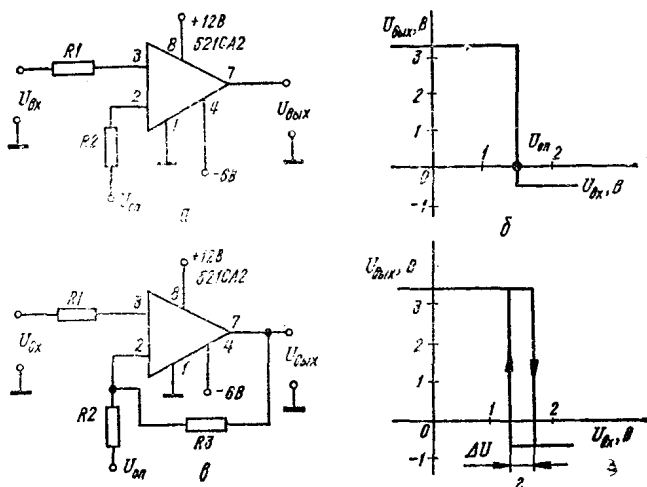


图7.22 集成比较器：(a)—没有滞后回线；(b)—有滞后回线；
(σ, τ)—(a)、(b)二者的输出特性

为了提高电路的抗干扰能力，在电路中通过电阻 $R3$ 引入正反馈(图7.22b)。这时在传输特性上出现滞后回线(图7.22r)，其宽度要取得比预料的干扰幅度大些。上述比较器的起动电压和释放电压为：

$$U_{CP} = U_{on} + R2(3.1 - U_{on}) / (R2 + R3);$$

$$U_{OTN} = U_{on} + R2(-0.5 - U_{on}) / (R2 + R3);$$

$$\text{滞后电压 } \Delta U = U_{CP} - U_{OTN} = 3.6R2 / (R2 + R3).$$

为了减小比较器输入电流的影响，选配电阻值时要考虑必须满足下列条件： $R1 = R2R3 / (R2 + R3)$

521MA1型比较器与521CA2型比较器不同，它有两个选通输入端，还有一个输出级饱和电平限制回路的并联电路。

521CA1型双比较器便于构成两个门限电路，它对正、负信号的响应是对称的，如图7.23所示。图7.23b电路的正起动门限和释放门限的计算关系式为：

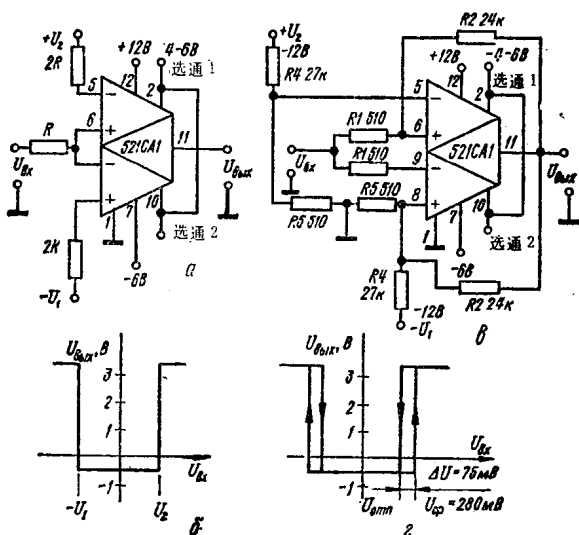


图7.23 集成电路双比较器

(a) ——没有滞后回线；(b) ——有滞后回线；
(δ, r) ——它们的传输特性

$$U_{cp} = \frac{U_2 R_5}{R_4 + R_5} + \frac{R_1 [3.1 - U_2 R_5 / (R_4 + R_5)]}{R_1 + R_2}$$

$$U_{orn} = \frac{U_2 R_5}{R_4 + R_5} + \frac{R_1 [-0.5 - U_2 R_5 / (R_4 + R_5)]}{R_1 + R_2}$$

$$R_2 = R_1 (3.6 - \Delta U) / \Delta U$$

$$R_4 = U_2 R_5 (R_2 - R_1) / (U_{cp} R_1 - 3.1 R_1)$$

为了得到高的电压比较精度，采用集成电路精密电压比较器，通过降低工作速度，其输入信号和电源电压范围都得

到了扩展。521CA3型比较器就属于这类比较器。在这种比较器中，反相分量输入信号的范围扩展到 $\pm 30\text{V}$ ； $+5\text{V}$ 单极性或 $\pm 18\text{V}$ 双极性电源供电都能保证正常工作。比较器的平衡调整方法是，在“平衡”端子上接一个电位器，向选通输入端加一个低电位 U_{BalX}^0 ，用该电位器调整输入晶体管的发射极电流。

比较器的延迟时间为 200ns 。采取某些措施可以提高集成电路比较器的工作速度，例如防止工作在开关状态的晶体管出现深饱和，减小限制信号上升斜率的寄生电容和电阻等。属于快速比较器的有521CA4和597CA1，后者用于和发射极耦合逻辑集成电路配合工作，其最大延迟 7.5ns ，放大系数 $K_v \approx 2000$ ；这种比较器输入端的触发器功能是起选通作用的，它同时保存加上选通脉冲以前比较器的状态代码。

7.7 鉴 频 器

鉴频器的基本特性是其频率特性曲线的斜率和线性，以及鉴频特性曲线零点的稳定性。在接收机电路中采用的鉴频器可分为带参差调谐回路的鉴频器、回路之间电感或电容耦合式微分鉴频器，以及比例鉴频器等。高品质因数的回路可提高鉴频特性的斜率，但会使该特性成为非线的，采用石英晶体可以提高零点的稳定性。采用微分鉴频器电路可以改善鉴频特性的线性和斜率（达 $10\text{—}30\text{mV/kHz}$ ）。在这些电路的输入端接有限幅器，其限幅门限为 $0.3\text{—}0.6\text{V}$ 。在这种情况下，加到输入端的信号幅度应不小于 $0.5\text{—}1.0\text{V}$ 。比例鉴频器的特性更好一些。由于它对调频信号幅度的快速变化没有反应，所以不需对信号预先限幅；虽然其鉴频特性的斜率不

超过4—6mV/kHz，但其灵敏度却较高(0.05—0.1V)。

目前，为调频信号的放大、限幅和检波，为调幅信号的放大、变换和检波，以及为调频系统的中频放大器等都研制和生产了一些相应的集成电路。K174YP1和 K526YP1 型集成电路就是在电视设备伴音通道和调频无线电接收机中用作中频放大器的。

图7.24是采用K174YP1 型集成电路的调频信号接收机的中频通道电路。该集成电路包括放大-限幅器、鉴频器和电

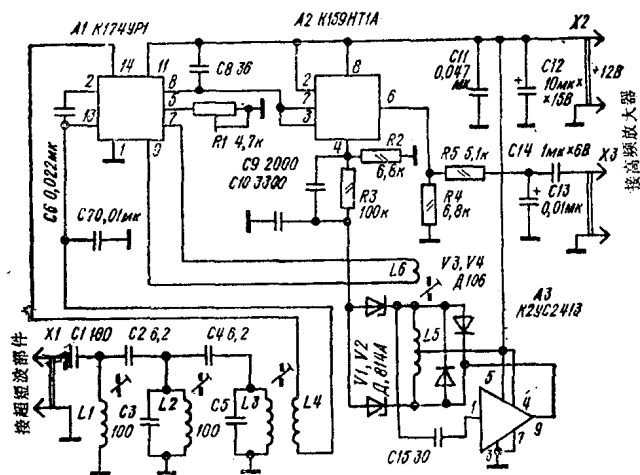


图7.24 调频信号接收机中频通道电路

子衰减器。中频通道的频率为6.5MHz；外差振荡器的频率不稳定度在10—30℃温度范围内为35Hz；频偏15kHz时的输出电压为25mV，输出电阻5kΩ左右

通道滤波器是一个集中选择性滤波器(φCC)，它由

$L1C1$ 、 $L2C3$ 、 $L3C5$ 等元件构成，用以形成必要的频率特性。集成电路A1组成中频放大器和鉴相器。稳压管V1和V2起变容管作用，与线圈L5构成一个回路，该回路与集成电路A3组成外差振荡器。集成电路A2构成两个发射极跟随器。信号从第一个跟随器输出，经过比例-积分滤波器 R3C9C10送到二极管V1和V2，而从第二跟随器输出端（负载 R4）低频信号经过校正网络R5C13送到电路的输出，从这里再送往音频放大器。

7.8 移 相 器

为了在产生单边带信号时能获得假立体声音响效果，以及其它一些场合，需要采用移相器。最广泛采用的一些移相器电路，它们都允许输入、输出端及加入控制信号的电路接地。

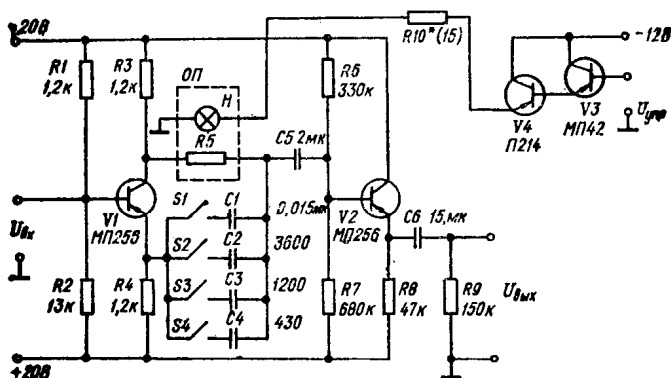


图7.25 带遥控的可调移相器电路

图7.25给出的是一种可调RC移相器电路。晶体管V1构成倒相器，它具有对称配置的负载，输入信号加到V1的基极。移相网络由受白炽灯(6V)遥控的光敏电阻R5和受开关S1—S4切换的电容器C1—C4组成。复合管V3、V4组成发射极跟随器，输出信号从这里取出。在1—20kHz频率范围内，移相器的非线性失真为0.5%。

图7.26给出的移相器，其相位的调整是借助一只工作在可控电阻器状态的场效应晶体管V2(KN302 δ)来实现的。晶体管V1这一级具有分布负载。控制电压加到场效应管V2的栅极。场效应管V3是移相器的负载。由于V3这一级具有很高的输入电阻，所以，它作为负载可以改善移相器的幅-频特性。在1—100kHz频率范围内，移相器的误差，在振荡方面不大于 $\pm 0.6\%$ ，在相位方面不大于1%。

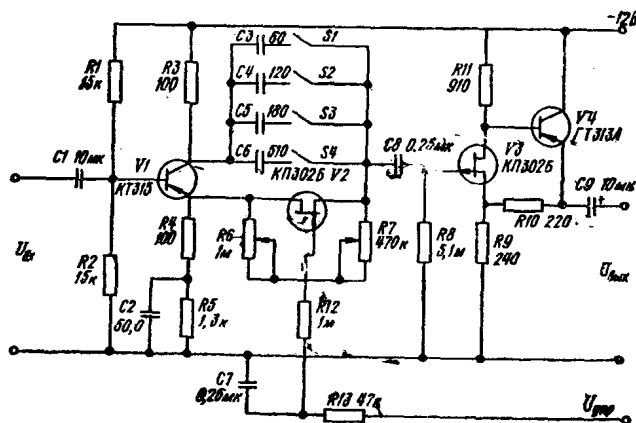


图7.26 由场效应晶体管控制的移相器

图7.27给出了一种移相器电路，在该电路中，如果一个

扬声器的信号相位相对于另一扬声器的信号相位移相 90° ，则它可用于获得假立体声效果。

晶体管 $V1-V3$ 组成三级宽频带音频放大器，其输出级具有电阻网络，把输出信号分成两路信号，它们的相位在 40° —

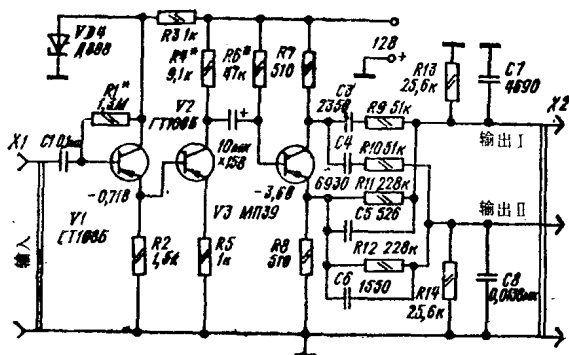


图7.27 用以产生假立体声效果的移相器电路

16000Hz范围内相差 90° 。晶体管 $V3$ 这一级是倒相级，在其集电极和发射极各具有单独的负载($R7$, $R8$)，从而把一个信号分离成两个正交信号。输入信号电压应为100—200mV。移相器的输出端I和输出端II相应地接到立体声放大器的左声道和右声道。立体声放大器的输入电阻应不小于30k Ω 。在移相器调试时，电阻 $R7-R14$ 的阻值和电容器 $C3-C8$ 的容量必须精确选配(精度达1%)。微调这些元件的参数可通过并接小阻值的电阻和小容量的电容器来实现。通过选配电阻 $R1$ 、 $R4$ 和 $R6$ 分别把晶体管 $V1$ 、 $V2$ 和 $V3$ 调定在图中标出的工作状态。

图7.28又示出了一种数字式移相器，当用相位滤波法产生单边带信号时，采用这种移相器可以大大简化无线电台的

接收和发送通道。该移相器能保证移相 90° 时的精度，在1.5 kHz上高于0.001%，在100kHz上高于0.25%。移相器由带有计数输入端的触发器构成。如果在两个触发器的计数输入端加入频率相同、但相位差 180° 、占重比等于2的两个矩形脉冲，则在两触发器的同名输出端上出现的信号，其相位差 90° ，频率是输入频率的1/2。

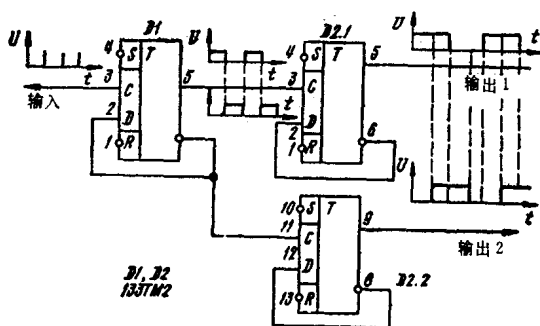


图7.28 数字式移相器

7.9 信号的幅度调制器和解调器

为了获得调幅振荡，需要采用幅度调制器(调幅器)。调幅时载波振荡的幅度在时间上随着调制信号的变化而变化，其相位保持不变。如果载波和调制信号都是简谐振荡，即 $U_H = U_{H\max} \cos \omega_H t$ ， $U_M = U_{M\max} \cos \omega_M t$ ，则调幅产生的输出信号为 $U_{\text{BblX}} = U_{H\max} (1 + m \cos \omega_M t) \cos \omega_H t$ ，式中 $m = U_{m\max} / U_{H\max}$ ，或以频谱分量之和的形式表示为 $U_{\text{BblX}} = U_{H\max} \cdot$

$$\cos \omega_H t + \frac{m}{2} U_{H\max} \cos (\omega_H - \omega_M) t + \frac{m}{2} U_{H\max} \cos (\omega_H +$$

$\omega_M)t$ 。

由此得出，在调幅的情况下，输出信号中包括一个幅度恒定的载波和两个幅度按简谐规律变化的边带波。

图7.29所示为一发射机的晶体管输出级电路，其中调制是在发射极电路中实现的。该级由20V电源电压 $U_{m,n}$ 供电；一个幅度小于20V的音频交流电压 $U_{3,4}$ 叠加在该电源电压上；消耗电流达0.5A；电话状态下的输出功率为电极状态输出功率的50—100%。

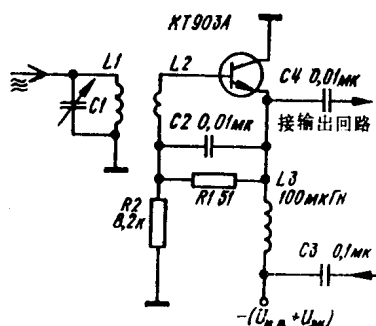


图7.29 发射机的晶体管输出级电路

调幅信号解调器(检波器) 在调制信号和载波信号的频率相隔很远的情况下，通过信号的检波和滤波，很容易实现振幅的解调。采用K17×A2、K174P3、K174×A6、K174×A10和K174×A14型等多功能集成电路来完成这项操作最简单。这些集成电路用在无线电接收机中，除了作信号检波之外，还可以作高频放大器、中频放大器、混频器、外差振荡器等。

7.10 频率调制器和解调器

频率调制一般是在自激振荡器中通过改变其振荡系统的参数来实现的。在无线电通信中，自激振荡器是无线电发送设备的主控振荡器。频率调制都是在低功率级完成，然后经倍频和放大。载频倍频几倍，频偏和相位就倍增几倍。

不倍频而要获得具有大调制指数的调频信号，只有在超高频频段才有可能。倍频时，载频 f_0 和频偏都倍增，但频率的相对不稳定性 $\Delta f/f_0$ 保持不变。

对振荡器进行调频广泛采用半导体二极管。二极管或三极管PN结的电容与所加的反向(截止方向)电压有关。图7.30所示是一个二极管频率调制器电路，其中 C_p 和 R_2 在调制电压 U_2 电路中构成瞬变网络。分压器 R_1 、 R_2 保证二极管的偏置；扼流圈 L_p 用于高频电压和电源电压的隔离。如果 C_p 的容量与

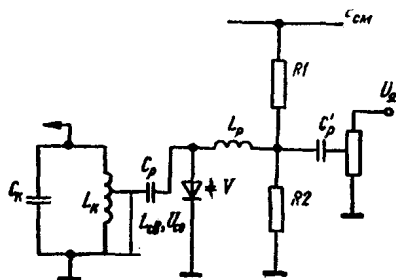


图7.30 二极管频率调制器电路

半导体二极管电容 C 的容量是一个量级，或比它更小，则调制器和回路之间构成复合耦合。

现代调频信号接收机的解调器通常采用微分电路或比例检波器来构成。调频信号接收机解调器的微分电路，其非线性

性失真较小，但是要在输入端采用限幅器。高质量无线电广播接收机采用这种电路。晶体管电视接收机的伴音通道采用比例检波器。

如同微分检波器和比例检波器一样，用双耦合回路构成调频信号检波器的选择电路时，回路之间的耦合参数应选为1.5—2.5。耦合参数增大时，检波器的传输系数增大，但非线性失真也显著增大。

在图7.31所示的调频信号微分检波器中，限幅器由晶体管V1构成，其负载是由电感L1和L2组成的两个耦合回路。这种检波器的参数与调频信号通道的中频（一般为10.7MHz或6.5MHz）带宽（一般为75kHz）和允许的失真等有关。对于 $f=8.4\text{MHz}$ 的电路，可推荐采用ГТ308В型晶体管，电容器 $C_{\text{вх.зч}}=0.02\mu\text{F}$ ， $C_{n1}=C_{n2}\approx 40\text{pF}$ ，电感 $L1=L2=8\cdot 10^{-6}\text{H}$ ， $L_{\text{зп}}=3\cdot 10^{-4}\text{H}$ ，电容器 $C\approx 100\text{pF}$ ， $C1=C2=0.05\mu\text{F}$ ， $C_{\phi\kappa}=0.15\mu\text{F}$ ， $C=2.7\text{pF}$ ，耦合系数 $K=0.07$ ，电阻 $R1=R2=1.6\text{k}\Omega$ ， $R_x=750\Omega$ ，二极管接到回路上的连接系数 $p=0.02$ ，二极管型号Д2Е。

在图7.32所示的比例检波器中，晶体管V1、由双耦合回

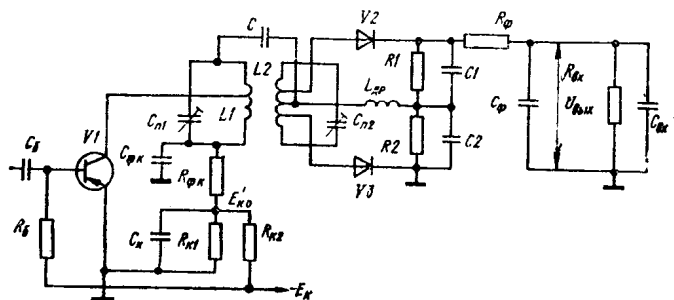


图7.31 调频信号微分检波器电路

路和二极管V2、V3组成的选择系统，接到中频放大器的末级。电阻R3、R4用来调整检波器电路的平衡，锗二极管阻值达几十欧姆，硅二极管则达几千欧姆，具体数值要在检波器调整过程中选定。电阻R5用来增加耦合线圈L3的衰减，以便L3不致影响选择回路的通频带。电路中所用的晶体管，其型号可为3T322A，其它元件为： $C_1=C_2=270\text{pF}$ ， $C_3=10\mu\text{F}$ ，回路中微调电容器的容量小于 40pF ， $C_4=C_5=4700\text{pF}$ ， $C_6=0.033\mu\text{F}$ ， $R_6=620\Omega$ ， $R_1=R_2=15\text{k}\Omega$ 。

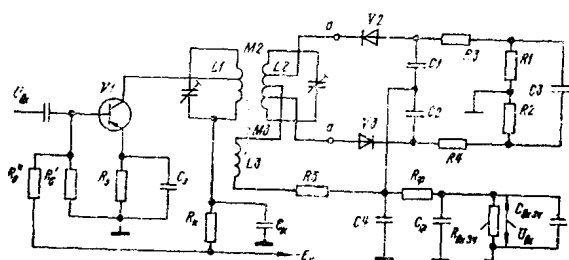


图7.32 调频信号比例检波器电路

7.11 相位检波器和调制器

相位检波器在无线电接收机技术中用于调相信号的检波，在自动频率微调系统中用作鉴相器。

对调相信号检波时，相位检波器的输出端加入频率 (ω) 恒定的标准信号振荡器的电压 $U_{sr}=U_m \sin \omega t$ ，以及从中频放大器输出的、频率相同（也是 ω ）但相位变化的信号电压 $U_{cr}=U_m \sin [\omega t + \varphi(t)]$ ，在检波器的输出端产生其值与 $\varphi(t)$ 有关的电压 U_A 。

图7.33a、δ分别给出了二极管平衡相位检波器(鉴相器)

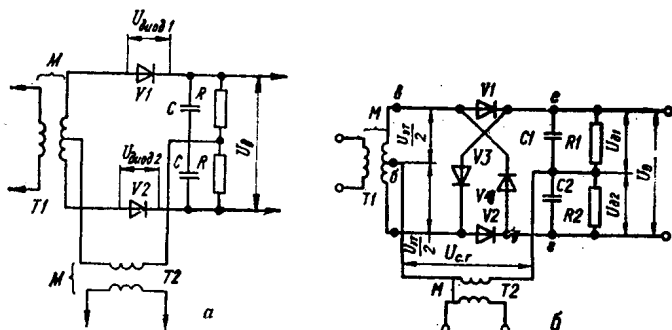


图7.33 二极管相位检波器电路

a——平衡相位检波器；δ——环形相位检波器

和二极管环形相位检波器，它们的负载是RC积分网络。在几兆赫以下频率范围内，这种非调谐式二极管检波器的特性实际上与频率无关。如果两个比较电压中的一个， U_{sr} 或 U_{cr} 等于零，则二极管平衡检波器和环形检波器电路的平衡也不会被破坏。简单的平衡相位检波器，其效率比复杂的环形相位检波器的效率要低。环形相位检波器输出的寄生频谱分量其电平低，也容易滤除。

二极管检波器的缺点是：输入电阻低，传输系数小，需要精心调平衡，输出电压与比较电压的电平有关等。

由集成乘法电路构成的相位检波器能够克服二极管相位检波器的上述缺点。它们的工作原理基于下列三角关系式： $\cos \omega t \cdot \cos (\omega t + \varphi) = K_1 \cos (2\omega t + \varphi) + K_2 \cos \varphi$ ，式中 K_1 和 K_2 为比例系数。用低通滤波器可把与 $\cos \varphi$ 的值成比例的分量分离出来。按照上述原理构成的相位检波器可采用140MA1型集成电路。

测量表征基准信号和被测信号之间相移量的时间间隔，是数字式相位检波器(相位计)工作原理的基础，因为周期为 T 的两个简谐振荡之间的相移 φ ，由 $\varphi^0 = (\Delta t/T) \cdot 360$ 这个关系式确定。在数字式相位计中，时间间隔 Δt 由在该时间间隔内送入计数器的脉冲数来计量。

为了把幅度调制转换为相位调制，可以采用平衡调制器(图7.34)。在该电路中，频率为 ω_0 的高频振荡从振荡器 $\Gamma(1)$

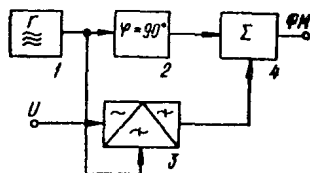


图7.34 调幅调相转换器电路框图

送到平衡调制器(3)，并且还经过移相器(2)送到相加器(4)。频率为 Ω 的已调幅的调制电压 U 加到平衡调制器的另一输入端，在电路中载频被抑制掉，结果在其输出端只出现 $\omega_0 + \Omega$ 和 $\omega_0 - \Omega$ 的两个边带波。载频振荡和移相了 90° 的边带振荡在相加器中相加，结果，当把载频幅度取为 1 时，则得到 $U_s = \sqrt{2} \cdot \sqrt{1 + (m_a \cos \Omega t)^2}$ ，式中 m_a ——幅度调制指数。该振荡具有相位调制，其相位增量 $\varphi = \arctg(m_a \cos \Omega t)$ 。由该式可见，只有当幅度调制系数的值小时，相位才与调制电压成比例。为了增大相位的变化范围，可以采用倍频技术。当倍频系数为 n 时，与中心频率倍增一样，相位偏移也增加几倍。

不采用平衡调制器也可以实现幅度调制到相位调制的转换。图7.35给出了一个由晶体管 $V3$ 构成的相位调制器电路。

送到该电路输入端的，是来自由晶体管V2构成的石英振荡器的电压和送话器信号。送话器信号在送到这里以前要先经过低通滤波器（R1C1C2）、放大器（集成电路A1）和滤波器L1C8C10C11。调相信号从晶体管V3的集电极取出。扼流圈

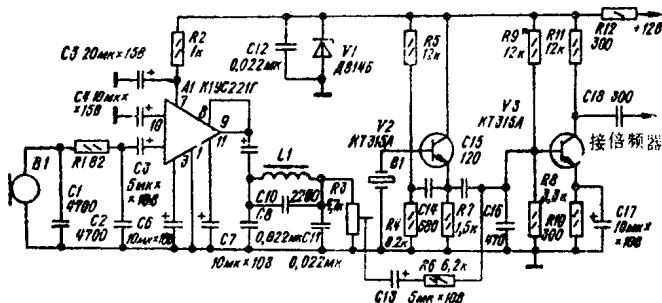


图7.35 相位调制器电路

L1绕在无线电接收机所用的匹配变压器或输出变压器的磁芯上，共计760匝，导线直径 $\phi 0.1$ 。石英谐振器调谐在6、8、9、12MHz或16MHz之中的某个频率上。调制器的工作状态用R9*进行调整，R3用于调定必要的相位偏移。

上述相位调制器可用在超短波业余无线电发射机中。

7.12 模拟积分和微分电路

在构成函数发生器、时间继电器和其它装置时，积分电路用来分离信号的直流分量。最简单的积分器(图7.36)是由153YД1型倒相放大器构成的，其中反馈电阻 R_{oc} 由电容器C来代替。放大器的输出电压由下式表示： $U_{\text{вых}} = -\frac{1}{RC} \int U_c(t) dt + U_{\text{вых}0}$ ，式中 t ——现行时间； U_c ——输入电压；

$U_{\text{ВЫХО}}$ ——决定积分起始条件的电压, $U_{\text{ВЫХО}} = U_{\text{ВЫХО}}(t=0) = \frac{Q_0}{C}$, 其中 Q_0 ——积分开始的瞬间 ($t=0$) 电容器上的电荷。

如果输入电压 U_c 恒定不变, 则输出信号的变化由下式表示: $U_{\text{ВЫХО}} = -(U_c/R_c C)t + U_{\text{ВЫХО}}$, 即输出信号随时间线性增长(用这种机理来形成锯齿波电压)。如果输入信号按 $U_c = U \cos \omega t$ 规律变化, 则输出电压将按下式变化: $U_{\text{ВЫХО}}(t) = -\frac{1}{RC} \int_0^t U \cos \omega t dt + U_{\text{ВЫХО}} = -\frac{U}{\omega RC} \sin \omega t + U_{\text{ВЫХО}}$, 即输出信号的幅度与角频率 ω 成反比。

积分器的输入电流流过电源电阻 R_c , 因此在同相输入端电路中接有平衡电阻 $R_0 = R_c$ 。积分精度在很大程度上取决于电容器 C 的损耗大小, 因为电容器具有固有时间常数 $T_c = R_{us}C$, 其中 R_{us} ——等效绝缘电阻。

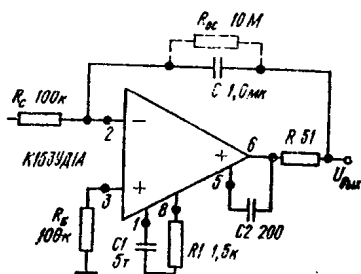


图7.36 由153YД1型运算放大器构成的倒相积分器

采用带反馈的运算放大器构成有源积分器(图7.37), 可以减小积分误差。这种电路的等效时间常数由下式决定: $\tau' = (1+A)\tau$, 其中 $\tau = R_1 C_1$ ——时间常数; A ——运算放大

时，在电路输出端将得到电压 $U_{\text{вых}} = -\omega RC U_{\text{с}} \cos \omega t$ 。由此得到 $U_{\text{вых}}/U_{\text{с}} = |A| = \omega RC$ 。微分电路的幅频特性如用对数比例尺来表示，则它将是一条斜率为每倍频程 6dB 的直线。

第八章 无线电接收设备

8.1 无线电接收机的技术要求

无线电接收机在设计时要确定其使用条件，因为机器的外形尺寸、重量、电声参数、电源等基本上都是由使用条件决定的。增大无线电接收机的尺寸可以改善它的声学参数，并且可能实现高质量的外观造型结构设计。行军条件下使用的接收机，其对外形尺寸和重量的要求是严格的，因而对声学参数的要求就低些。

汽车接收机，在设计时要考虑的是必须保证要有很高的电声参数，因而接收机要有高的灵敏度，有效的自动增益调整系统，较大一些的输出功率。在确定了接收机的主要技术要求以后，便着手制定它的方框图，据此再设计原理图。设计汽车无线电接收机时，要采取一些辅助技术措施来降低干扰的影响。引入附加的射频放大级，可以提高接收机的灵敏度。接收本地长波电台和中波电台， 10mV/m 的灵敏度就足够了，因此采用直放式接收机就能保证收听质量。

要把直放式接收机的收听半径扩展到 $300\text{—}500\text{km}$ ，就必须保证接收机的灵敏度要有 $7\text{—}8\text{mV/m}$ 的量级。为此可在射频放大器的第二级用电抗负载替换电阻型负载，并且提高检波器的传输系数。为了接收 500km 以远的电台，要采用超外差接收机。最简单的超外差接收机，其灵敏度在长波波段可达 $4\text{—}5\text{mV/m}$ ，在中波波段达 $2.5\text{—}3\text{mV/m}$ 。要把接收机的

接收半径扩大到1000km或更远，在中波波段则必须把灵敏度提高到0.5—0.6mV/m，在短波波段要把灵敏度提高到20—50 μ V/m。为此必须在接收机中引入附加的射频放大级和中频放大级，以及功能很强的自动增益调节系统。

无线电台按下列频段划分设置，并要根据这种频段的划分来收听相应的无线电台：长波——150—408kHz (2000—735.3m)；中波——525—605kHz (571.4—186.9m)；短波——3.5—30MHz (80—10m)；超短波——65.8—73MHz (苏联采用)，87.5—104MHz (德国和西欧各国采用)，87.5—108MHz (美国采用)，76—90MHz (日本采用)。

短波波段通常又分成若干分波段：11m (25.6—26.1MHz)；13m (21.45—21.75MHz)；16m (17.7—17.9MHz)；19m (15.1—15.45MHz)；25m (11.7—11.975MHz)；31m (9.5—9.775MHz)；41m (7.1—7.3MHz)；49m (5.95—6.2MHz)。

8.2 最简单的晶体管接收机和集成电路接收机

最简单的接收机是检波式和直接放大式接收机。检波式接收机不需要电源，它完全靠无线电波的能量工作。图8.1

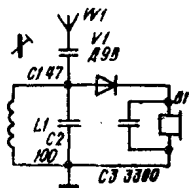


图8.1 检波式无线电接收机电路

给出的是一个固定地调谐在本地无线电台上的检波式接收机的电路。它包括振荡回路、检波器和头戴耳机。振荡回路线圈绕在长35—40mm的硬纸骨架上，骨架内有一根50—60mm长的铁氧体（牌号600HH或400HH）磁芯。在中波波段工作时，线圈共绕90—100匝，用单层密绕法绕制，导线直径 $\phi 0.15$ —0.2；在长波波段工作时，要共绕250—280匝，分4—5组绕制，每组60—70匝，绕组之间的间隔1.5—2mm，导线牌号同上。检波器可采用任意一种点接触式半导体二极管，如带任意字母标志的Д9、Д2等型号的二极管。可用一个用过的刮脸刀片，再把一根长10—15mm的铅笔芯磨光后触在上面当作二极管用。笔芯触在刀片上的位置通过实验确定，往电路上连接的导线要最短。

头戴式耳机只能是高阻的；电容器C1、C2最好用云母的。

接收机对无线电台的调谐通过调整回路线圈的磁芯和选配电容来实现，一般容量在100—470pF范围内。要接收几个无线电台，C2必须采用360—470pF的可变电容器，以便进行连续调谐。

直放式接收机如图8.2所示。它由太阳能电池供电，可接

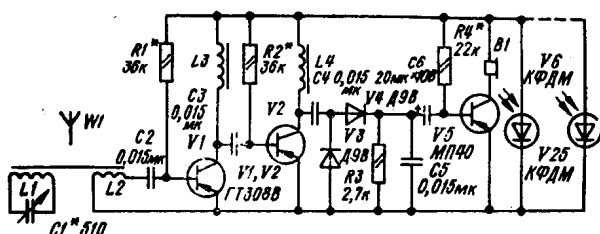


图8.2 由太阳能电池供电的直放式接收机电路

收长波和中波无线电台。晶体管V1、V2组成射频放大级，高频扼流圈L3和L4是它的负载。二极管V3、V4按倍压电路组成检波器，信号从射频放大器送到该检波器，其输出送到单级音频放大器(V5)；头戴式耳机B1是该放大器的负载。

该接收机由太阳能电池供电。该电池是由20只并联的光电二极管组成的。在用60—100W的灯泡在1m以内的距离上所产生的相应照度下，或光电二极管在太阳光照射下，该电池可产生0.4V的电压。也可用第三章第3节所述的自制电池来代替上述电池供电，也可用某种1.5V的直流电源供电。

所用元器件：晶体管V1、V2，型号ГТ308В，其静态电流传输系数70—100；V5，МЛ40—МЛ42系列中任何一种电流传输系数为40—60的小功率锗管都可用；二极管，Д9系列中的任何一种。

对接收机调试时，通过选配电阻R1*、R2的阻值，把晶体管V1、V2的集电极电流调到0.3—0.4mA，选配电阻R4*的阻值把晶体管V5的集电极电流调到0.5mA。

磁性天线采用直流8mm、长60mm的600HH铁氧体棒。线圈L1用密绕法绕制，共200匝，导线直径 $\phi 0.25$ 。线圈L2，共10匝，导线牌号同上，与L1并列放置。扼流圈L3、L4各自绕在自己的磁芯上，磁芯是由两个叠在一起、尺寸 $5 \times 3 \times 2$ mm的600HH铁氧体环构成的，绕组一直绕满磁芯为止，所用导线直径 $\phi 0.1—0.2$ 。

用集成电路组装无线电接收机要简单得多，因为某些型号的集成电路就是制作好的无线电接收机的组件单元。图8.3所示是由118YH1B型集成电路构成的来复式无线电接收机，它包括一个振荡回路L1C1，信号从该回路经过耦合线圈L2送到集成电路A1的输入端。A1按来复式电路连接，它同时

用作射频和音频信号放大器。高频变压器T1是该集成电路的

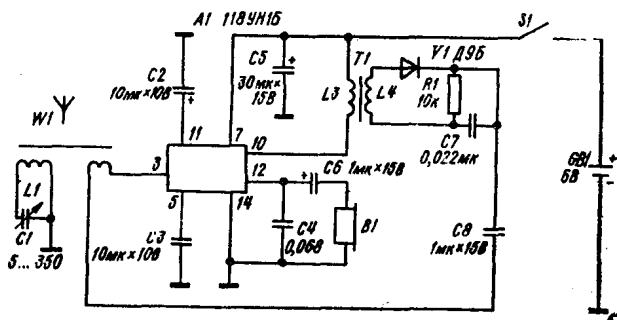


图8.3 由模拟集成电路构成的来复式接收机电路

负载，信号从其次级绕组送到检波器，其输出信号经过电容器C8重新回到集成电路A1，这时的A1超音频放大作用。输出的音频信号送到耳机B1。电容器C4用以防止射频信号窜入耳机。

射频变压器绕在直径8mm的600HH铁氧体环上，匝数是：L3—200匝，L4—70匝，所用导线直径 $\phi 0.12$ 。

磁性天线采用直径8mm、长60—100mm的400HH铁氧体棒，线圈匝数：对于长波波段L1—200—220匝(分4节绕制)，L2—3匝，导线直径 $\phi 0.12$ —0.2。

通过改变耦合线圈L2的连接方向消除自激。

图8.4是由逻辑集成电路组成的直放式接收机。采用很普及的CMOS系列逻辑元件作为放大级组成接收机，不须要调整就能工作。电源电压在9—3V范围内变化时，接收机仍能保持正常工作性能。

组件D1.1构成接收机的射频放大器。电阻R1构成直流负反馈。微调电容器C1是接收机调台的调谐元件。二极管

V1、V2按倍压电路组成检波器。电容器C2和C6分别构成第1级和第2级交流电压反馈。小型头戴式耳机作为音频放大器的负载经过插座接到放大器上。接收机由于电池或蓄电池供电。电容器C8、C9用来旁路电源，以防止射频和音频自激。

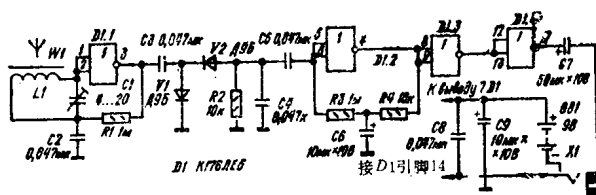


图8.4 由集成逻辑电路构成的直放式接收机电路

所用元器件：集成电路的型号K176ΠE5或K176ΠA7；磁性天线线圈，绕在直径8mm的600HH铁氧体棒上，对长波波段共900匝，沿整个磁棒均匀分节绕制，每节50—100匝，导线直径 $\phi 0.07$ 。

8.3 超外差接收机

在超外差接收机中，信号的放大和频率选择主要不是在载频上，而是在更低的频率——中频上进行的，这样可以降低对放大器件的要求，便于选用器件，因为这些器件在较低的频率上工作效率高得多。在这些低的频率上使滤波器具有高的频率选择性技术上实现起来也较容易。因此超外差接收机的灵敏度和选择性都比直放式接收机的高。

图8.5所示是一个超外差接收机的简化方框图。接收机

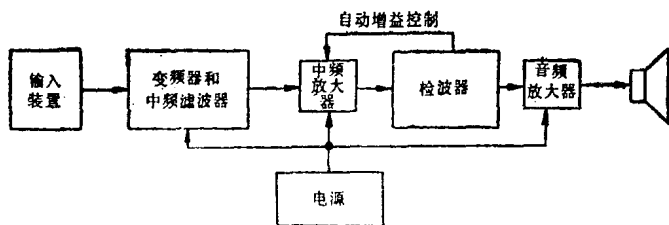


图8.5 超外差接收机的简化方框图

的输入装置由天线和谐振回路构成，该回路调谐在所接收电台的频率上。在便携式接收机中，一般都采用拉杆天线或磁性天线，而固定式接收机都采用室外天线。无线电台的频率可能高于，也可能低于外差振荡器的频率，二者差一个中频，在超外差接收机变频器的输出端要产生的就是这个差频信号。如果所接收的信号其频率高于外差振荡器的频率，则镜象频道的信号频率很低，因而成为干扰信号。

为了保证对镜象频道的选择性不低于16—20dB，输入回路的品质因数应不低于80—100。变频器必须采用最高频率为40—60MHz的高频晶体管。用双连可变电容器可以实现同时对输入回路和外差振荡器的频率重新调谐。分离有用信号和抑制相邻频道的信号采用中频滤波器。为了有效地抑制上述信号，中频滤波器至少要包括两个中频谐振回路。中频放大器应保证信号的主要放大量。自动增益调整电路用来在输入信号强度变化时，保持中频放大器输出的信号电平恒定不变。

图8.6是由两块237系列集成电路构成的超外差接收机的原理图。该接收机在设计时考虑了能接收长波、中波、短波

波段的电台，其输出功率40mW。

在中波和长波波段用磁性天线W1(回路线圈L1、L2)接收，在短波波段用磁性天线W2(回路线圈L5)接收。输入回路和外差振荡器回路用双连可变电容器C7、C11调谐到要接收的电台。从耦合线圈取出的射频信号经过开关S1.2送到射频放大器；为了减小噪声电平，该放大器以中频串联谐振回路L13C22作负载。接收机的射频放大器、外差振荡器、平衡混频器都在一块集成电路A1上。

接到集成电路第5引脚上的电阻R1用来防止外差振荡器的寄生振荡。中频集中选择性滤波器有三个回路(L14—L16, C27、C28、C29、C31、C32)。集成电路A2组成中频放大器和检波器。检波产生的信号直流分量由指针式电表PA1监测，同时，该直流分量还用在增益自动调整系统的放大通路中。增益自动调整系统由上述同一块集成电路A2中

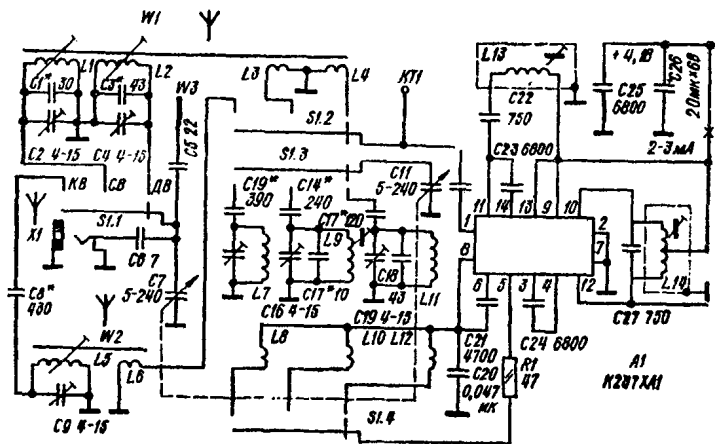


图8.6 由集成电路构成的超外差接收机电路

的相应旁路和二极管V1构成，其工作如下：当信号较弱时，二极管截止，对回路L15C29没有影响；信号强时，二极管导通，并对回路旁路，结果集中选择性滤波器的传输系数和检波器的输出电压减小。

电容器C40、C41用于分离检波器输出电压的高频分量，这时低频分量经过电容器C39送到音频前置放大器（集成电路A2的输入引脚13）。音频放大器也在集成电路A2上（输入引脚2），并经过变压器T1-5电动式扬声器B1耦合连接。

用插在塞孔X2的耳机收听广播，可以大大减小接收机消耗的电流。电源开关和有第4个位置（中性位置）的波段开关组合在一起。

磁性天线W1的线圈绕在长200mm的600HH铁氧体棒上，其匝数为：L1—53匝（导线为 10×0.07 ）；L2—224匝（导线为 $\phi 0.12$ ）；L3—5匝，L4—9匝（导线为 $\phi 0.18$ ）。磁性天线W2的线圈绕在直径9mm、长200mm的磁棒上，该磁棒是由100HH牌号的铁氧体环组装而成的，线圈的匝数为：L5—12匝（导线为 $\phi 0.51$ ），L6—5匝（导线为 $\phi 0.18$ ）。

用在短波波段的外差振荡器的线圈绕在直径7mm、长16mm的聚苯乙烯骨架上，其中装有100HH铁氧体微调磁芯，线圈的匝数分别为：L7—25匝（导线为 $\phi 0.31$ ），L8—10匝（导线为 $\phi 0.18$ ）；L8绕在L7的上面。

线圈L9—L17绕在三节结构型的聚苯乙烯骨架上，装在直径8.6mm、高9mm的600HH铁氧体铠装磁芯内，并且带有直径2.8mm、长12mm的600HH铁氧体微调磁芯。这些线圈封在 $11 \times 11 \times 16$ mm的屏蔽盒内。各线圈的匝数为：L9— 3×26 匝（导线为 5×0.06 ）；L10— 3×14 匝（绕在L9上面，导线为 $\phi 0.1$ ）；L11— 3×45 匝（导线为 $\phi 0.12$ ），L12— 3×20 匝（绕

在 L_{11} 上, 导线为 $\phi 0.1$); L_{13} — 3×26 匝(导线为 5×0.06); L_{14} 、 L_{15} — 3×26 匝(导线为 5×0.06); L_{16} — 3×26 匝(导线为 5×0.06); L_{17} — 3×14 匝(绕在 L_{16} 上面, 导线为 $\phi 20.1$ 。

振荡回路电容器——瓷介电容器, 云母电容器或薄膜电容器; 其它电容器或固定电阻可用任何型号的。

输出变压器的线包绕在 $\Phi 47$ 号矽钢片制成的 $\text{III} 8 \times 8$ 型的铁芯上, 其匝数为: I—— $350 + 350$ 匝, 导线为 $\phi 0.18$; II—— 92 匝(双股线绕制), 导线为 $\phi 0.29$ 。在这里也可以采用参数相近的移动式接收机的输出变压器。

接收机的调试, 首先是用电阻 R_2 和 R_{13} 调定集成电路的工作状态。在集成电路的外壳上标有 R_6 的最佳值。如果集成电路 A_2 的引脚 14 其电路中流过的电流大于 18mA , 则在引脚 2 和 3 之间要接一只 $1-3\text{k}\Omega$ 的电阻。使外差振荡器振荡以后, 借助射频信号发生器把各回路调谐好: 首先, 断开电容器 C_{22} , 在监测点 KT_1 的输入端从信号发生器送入 465kHz 的信号, 根据与变压器 T_1 绕组 I 并联的电压表的最大指示, 把集中选择性滤波器和中频回路调谐到中频频率上。然后重新接上电容器 C_{22} , 根据电压表的最小指示调谐回路 $L_{13}C_{22}$ 。

选配打星号的电容器的容量, 调整频段的边界。在接收强的无线电台情况下, 用电阻 R_{13} 调定自动增益调整的延时电平, 消除声音失真。这时监测点 KT_2 和 KT_3 之间的电压应大约为 0.1V 。

8.4 直接变频式接收机

在直接变频式无线电接收机中, 输入信号直接变换到音

频信号。由于其电路简单、灵敏度和选择性都比较高，这种接收机在业余无线电实践中得到了广泛地应用。简单、接收质量高和不存在镜象频道问题，这些是这种接收机的固有特点。

直接变频式接收机的缺点是：信号的双频带接收，强信号检波，在没有射频放大器的情况下外差振荡器自身的信号可能传播出去等。为了不失真地接收无线电广播电台的信号，在这类接收机中，外差振荡器的调谐精度要很高。但是由于外差振荡器的频率存在不稳定性，所以要做到这一点是困难的。因此，直接变频式接收机常常用来接收业余无线电波段的信号。

采用相位选择技术和具有非线性伏-安特性的混频器可以克服直接变频式接收机的上述缺点。这里提到的非线性伏-安特性可近似地由三次抛物线方程 $I = AU + BU^3$ 在表征，式中 A 、 B 为常系数。把两个硅二极管或两个接成二极管的三极管反向并联起来就可以得到这种混频器，其简化电路如图8.7所示。

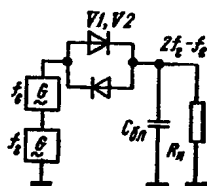


图8.7 直接变频式混频器电路

在这种混频器中，外差振荡器的电压高于信号电压几千倍。因此二极管的导通状态和截止状态都只取决于外差振荡器的信号。当外差振荡器的信号电压接近于零时，两个二极

管截止，电路没有电流。在输入信号的正、负半周内，其中一个二极管导通，于是信号源处于与负载接通的状态。因此混频器象开关一样工作，它以二倍于外差振荡器频率的速率切换着电路。如果该速率接近于信号频率，则在负载上将产生拍频电压，其频率当 $f_c < 2f_s$ 时为差频 $2f_s - f_c$ ，或者当 $f_c > 2f_s$ 时为差频 $f_c - 2f_s$ ，其中 f_c 为信号频率。这种混频器的外差振荡器，其频率应调到小于信号频率的1/2。在混频器的负载电路中不存在直流电流，这意味着强干扰台的信号不被检波，因而不构成干扰。

在混频器中适宜采用的二极管型号是KД503A、Д104、Д105、Д311，或者把三极管接成二极管用。

直接变频式接收机的电原理图如图8.8所示。它在10、20、40、80或160m这样一些业余无线电波段中的一个波段范围内工作。用C1、C4—C7和C9来选择所需要的波段。图中标出的电路元件参数相应于10m波段。接收上述各业余无线电波段的信号所需要的电容器和电感线圈的参数如表8.1所列。对于每个波段，表中都列出了回路线圈L7的电感量及其相应的匝数 n_7 ，以及L1—L3、L5、L6各线圈的匝数之间的相互关系。匝数 $n_5 = 0.8n_6$ ； $n_3 = 0.45n_7$ ； $n_2 = 2n_1$ 。电容器 $C4 = (20-50)C5$ 。

外差振荡器由晶体管V3组成，用电容器C8进行频率调谐；精确调谐用电位器R6；晶体管V4的集电极pn节作为回路的变容管，R6产生控制变容管的电压。

放大器采用低噪声集成电路A1，其放大系数大约为200000。换算到输入端的集成电路噪声电平低于 $0.2\mu\text{V}$ 。用电阻R8来抑制音频放大器的自激，放大器的负载是一个小于 50Ω 的头戴电话耳机。为了改善接收机的工作，混频器的晶

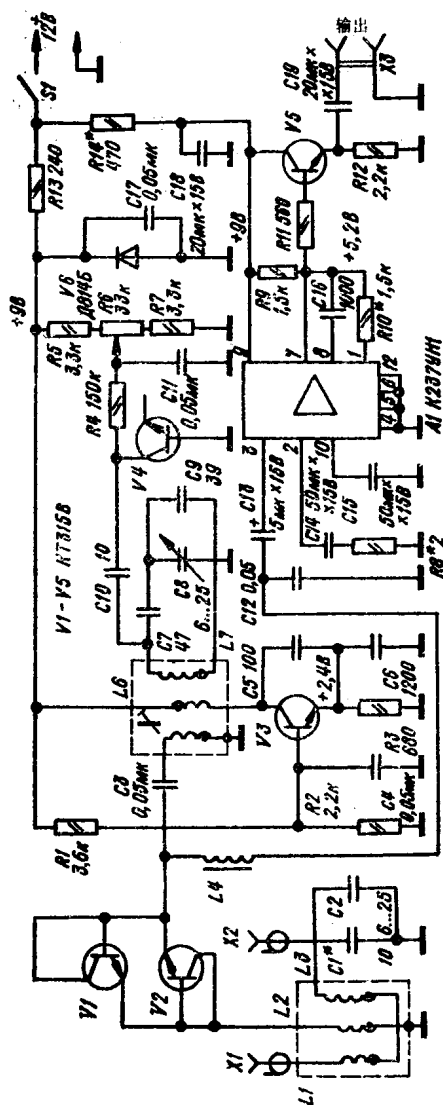


图8.8 直接变频式接收机的电路

**表8.1 接收各业余无线电波段的信号所需要的
电容器和电感线圈的参数**

波长	本机频率	L7				C1	C	C6	C7	C9
m	兆赫	微亨	n_7	$\frac{n_7}{n_8}$	$\frac{n_3}{n_1}$	pF	5pF	pF	pF	pF
10	14.0...14.85	3.2	23	5.6	6.5	10	100	1.2	47	39
20	7.0...7.175	9.9	40	6.2	8.3	15	240	3.0	47	75
40	3.5...3.55	25	45	6.7	9.7	20	680	8.2	82	150
80	1.75...1.825	60	73	7.2	11	36	1800	22	330	100
160	0.92...0.975	130	110	7.6	12	68	5100	47	10 000	100

体管V1、V2最好改用KD503A型二极管，晶体管V4改用Д901或Д223系列的变容管。

所用元器件：对于40m、80m和16m波段，线圈L5—L7绕在直径5mm的通用型4节结构的骨架上，它带压有螺纹的铁氧体微调磁管；对于10m和20m波段，采用不分节的骨架，带一个СПИИ型微调磁芯，也可以采用电视机中频滤波器的线圈骨架。输入回路线圈也用这些骨架。耦合线圈L2绕在线圈L1、L3的上面，耦合线圈L5绕在L6、L7的上面。线圈L4绕在M2000HMI铁氧体环上，环的型号和尺寸为K17、5×8×5，线圈共280匝(电感量90—100μH)。所有线圈都用φ0.15—0.3mm牌号的导线绕制。

选择线圈L2的匝数，使接收机的灵敏度最大，随后把输入回路调谐到工作频率上。接收机的调试首先是检查各个晶体管的直流工作状态，然后确证是否产生了振荡(把线圈L6的引线一断开振荡就会中止)。有振荡时混频器的噪声减小，耳机中的噪声电平应下降。用特性电阻50—75Ω的同轴电缆把天线接到插孔X2，接收相应电台的节目，改变线圈L5的

匝数，使所收信号的音响最强。借助标准信号发生器或调听业余无线电台的信号，通过选配电容器C9的容量来确定收谐波段。最后，通过调整线圈L2的磁芯把输入回路调谐，使收到的信号音响最强。

图8.9展示的是一个直接变频式短波调频无线电接收机的电路。其混频器由两只逆向并联的二极管V1、V2构成。外差振荡器采用电感三点式电路，由晶体管V3和振荡回路L2C8—C12及变容管V4构成。在混频器输入端接一个低通滤波器L4C3，其截止频率为0.4MHz，用以抑制频率上是相邻电台的信号。在调谐过程中，当还没有达到信号捕获状态、相位频率自动微调回路还处于开环状态时，该滤波器决定着接收机的选择性。在捕获状态，相位频率自动微调回路闭合，于是产生负反馈，因而相邻电台的信号受到衰减。相位频率自动微调系统的捕获带宽由比例-积分滤波器R1、R2C4的时间常数决定。由滤波器分离出来的音频信号由集成电路A1放大，为了稳定工作状态，该电路带有负反馈（电阻R5和R3）。网络R4C5用来防止放大器的自激。从集成电路A1的输出端，信号直流分量送到变容管V4，用以控制外差振荡器的频率，音频分量经过电容器C7送到末级音频放大器。网络R6C6衰减音频频谱中的高端频率分量，这些分量在信号发射时在无线电台得到了附加放大。当信号频率接近外差振荡器频率的二倍时，由混频器产生的差频落入滤波器的通频带，于是得到放大。信号的直流分量作用于变容管V4，把外差振荡器调定在等于信号频率的1/2频率上，这样就实现了相位频率微调系统的跟踪状态或“捕获”状态。接收机的调谐是调整外差振荡器回路线圈L2的磁芯，改变其电感量，同时通过调整电位器R8改变变容管V4的容量来实现电子调谐。对电

台的调谐情况由电表 $P1$ 指示。调到电台时,电表的指针在电位器 $R8$ 的一定变化范围内保持不动。

所用元器件:电容器为 1000pF 以下容量的瓷管电容器,其余电容器的型号不拘;二极管 $V1$ 、 $V2$ 要选配正向电阻相同的; $\Gamma T311B$ 型晶体管可用 $KT312$ 或 $KT315$ 型代替;集成电路 $K1YT402B$ 可用其它型的集成电路,如用 $K1YT531$ 或 $K1YT401$ 来代替,这时需要相应改变校正网络 $R4C5$ 的参数;变容管 $V4$,型号 $\Pi 901$ 系列中带任何字母标记的均可用;调谐指示器 $P1$,可采用零刻度在度盘中心、满刻度 $50-100\mu\text{A}$ 的任何一种微安表;线圈 $L1$,直径 9mm 、长 10mm ,共6匝,在第2.5匝处有抽头,不带骨架,导线直径 $\phi 0.8$;线圈 $L2$,共7匝,密绕在直径 9mm 的骨架上,带有直径 7mm 的羰基铁磁芯,在第2匝处有抽头,所用导线直径 $\phi 0.8$;耦合线圈 $L3$,绕在 $L2$ 的上面,从靠近 $L2$ 高频接地端绕起,共绕2匝,导线可采用任何绝缘导线;线圈 $L4$,绕在 $M1000\text{HHK}7\times 4\times 2$ 型铁氧体环上,共60匝,电感量 0.8mH ,所用导线直径 $\phi 0.1$ 。为了减小输入回路和外差振荡器回路之间的耦合,线圈 $L2$ 垂直于印制板安装, $L1$ 平行于印制板安装。

接收机的调试步骤如下:把示波器和电压表接到集成电路的输出端(引脚5)。预先断开相位频率自动微调回路,把电阻 $R12$ 的右端(按图中电路顺序)引线断开并接地,用电位器 $R8$ 把放大器调平衡,使输出电压为零。然后接上天线,调整线圈 $L2$ 的磁芯,压缩或拉伸线圈 $L1$ 的线匝以改变其电感量,根据最大音量把接收机调谐到短波电台。微调耦合线圈 $L3$ 的匝数,根据接收信号的最大音量来确定外差振荡器的最佳耦合。这时必须当心,不要使放大器进入饱和状态,不要破坏它的平衡。在完成了上述调整之后,把 $R12$ 与集成电路

的引线重新焊接好。如果接收机出现自激，则可以选配电阻 R_2 的阻值和电容器 C_4 的容量，或不得以时，减小电容器 C_2 和 C_3 的容量。某些型号的运算放大器，其温度不稳定性可通过把 R_5 和 R_7 的阻值减小到 $200\sim 240\text{k}\Omega$ 得以补偿，但这时接收机的灵敏度也会降低。在接收远方电台的情况下，可在接收机中接入附加的高频放大级，以提高灵敏度。

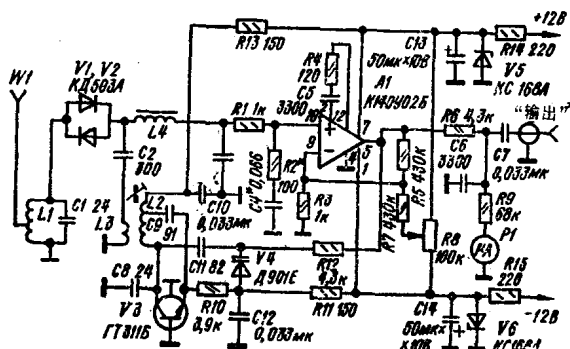


图8.9 直接变频式短波调频接收机电路

8.5 无线电运动员用的接收机

目前，无线电运动越来越具有群众性。一种最为普及的无线电运动是“猎雄狐狸”。装备着带定向天线的无线电接收机的运动员，要在最短的时间内找到 5 个精心伪装的小功率 (5W 以下) 中波或短波发射机——“雄狐狸”，并根据引导发射机的信号反回出发点。为上述用途研制的接收机，或者是元件很少、灵敏度和选择性都降低了的直放式接收机，或者是提高了灵敏度和选择性，并且有更好定向参数的完善的超外差接收机。为了改善定向参数，整个接收机和它的部件，特别是输入电路和高频放大器要精心地屏蔽起来；接收机在

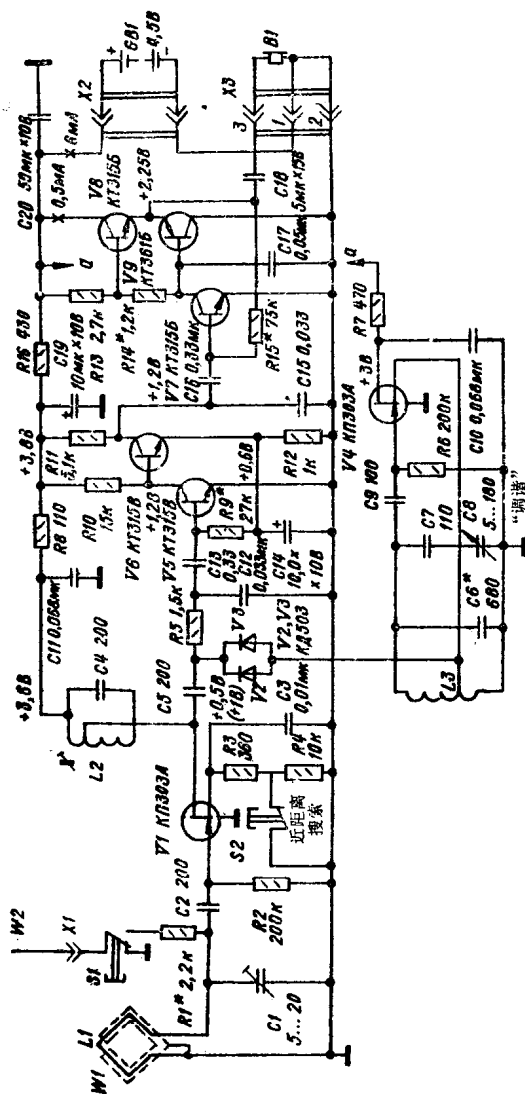


图8.10 “猎狐狸”用的直放式接收机电路

工作波段上的自身辐射要很小，在10m的距离上用监测接收机在天线方向图的最大方向上应该收测不到。该参数取决于正确选择中频，在这种情况下，外差振荡器的频率不管接收机怎么调谐都不会落入工作频段。

图8.10给出了“猎狐狸”用的直放式接收机的原理图。接收机的灵敏度为 $13\mu\text{V}/\text{m}$ ，消耗电流6—7mA；由小电池供电。

该接收机配一个方向图为“8”字型的环形天线W1和一个方向图为圆形的鞭状天线，它们的合成方向图呈心脏形，其最小值很锐。这对于确定“猎狐狸”的方向是很必要的。输入回路由环形天线的线圈L1和电容器C1构成，调谐在3.6MHz频率上。鞭状天线通过按钮S1与接收机相连。射频放大器由场效应晶体管V1构成，其负载是回路L2C4，它和输入回路一样也调谐在频段的中心频率上。从该回路取出的信号，经过电容器C5送到由二极管V2、V3构成的混频器的一个输入端，送到该混频器另一输入端的是外差振荡器的信号。外差振荡器由晶体管V4和振荡回路L3C6—C8组成，其振荡频率由电容器C8调定在1.75—1.825MHz频段内，具体频率比输入信号频率的1/2要低。

直接变频后得到的音频信号，经过低通滤波器R5C12送到四级音频放大器(V5—V8)的输入。该放大器的输出经过电容器C18和插座接到头戴式耳机。音频放大器具有直流和交流负反馈。电容器C15和C17用来防止音频放大器的自激。环形天线的线圈由直径0.5—0.8mm的单股装配导线绕成，共6匝，装在外径12mm的铝管中，铝管变成直径250—300mm的闭合圆环，其两个端头相距10—15mm。环形天线上方，在接收机机壳的中央安装着按钮开关S2。在近距离搜索“雄狐狸”时，按下S2，以降低接收机的灵敏度。这样可以防止放大器

过载。鞭状天线 $W2$ 可用便携收音机的天线，也可以用直径大约6mm、长约700mm的金属杆自己制作。该天线用夹头固定在开关的上方；用有机玻璃套管使天线杆与接收机壳绝缘，杆的末端焊一段软的安装导线。

接收机的元器件：线圈 $L2$ 、 $L3$ 用 $\phi 0.12$ 的导线绕在通用型4节结构的骨架上，匝数分别为 $15+25$ 和 $5+35$ (从接地引线开始计算)，其微调磁芯直径2.8mm、长12mm，用600HH铁氧体制成；可变电容器 $C1$ ，最大容量20—30pF； $C14$ ， $C18$ 、 $C2$ 为电解电容器。

接收机的调试：首先测量所消耗的电流，其值不应超过12mA。然后选配电阻 $R9$ 、 $R14$ 、 $R15$ ，调定音频放大器晶体管的工作状态。暂时把电容器 $C13$ 与滤波器 $R5C12$ 断开，检查外差振荡器的工作。为此与电容器 $C10$ 并联一只直流电压表。当把电容器 $C6$ 瞬间短路时，电压表的指示应该变化。重新把电容器 $C13$ 与滤波器 $R5C12$ 连接起来，把电容器 $C8$ 的动片调到居中位置。按电路顺序，在电容器 $C2$ 的左端引线上由射频信号发生器送一个频率3.6MHz、电压1mV的非调制信号，调节外差振荡器回路线圈 $L3$ 的磁芯，使耳机中能听到听觉能接受的音调声。根据外差振荡器的信号确定其频带的边界：低频边界3.5MHz，高频边界3.6MHz。需要时可通过加大电容器 $C7$ 的容量来扩展频带。为了调谐射频放大器的负载回路和环形天线的回路，由信号发生器向接收机输入一个幅度100—200 μ V的3.6MHz信号。为此把信号发生器的输出导线在环形天线的圆环上绕几圈，然后微调线圈 $L2$ 的磁芯，把回路 $L2C4$ 调谐，用微调电容器 $C1$ 把环形天线的回路调谐。

为了把接收机天线的方向图调整成心脏形状，在距离100

—150m的开阔地上安置一台带垂直天线的发射机——“猎狐狸”，使它发出非调制信号，把匹配电阻 R_1 换成5—7.5k Ω 的可变电阻器，沿垂直轴转动天线，检测环形天线的方向图，其对称的最小值锐角应很清晰(呈“8”字形)。然后把环形天线的平面对着“雄狐狸”，接通鞭状天线的按钮S1，把接收机围绕着它自己的轴转动以对正“猎狐狸”，使接收的音量尽可能最小。

8.6 无线电接收的抗干扰

为了对无线电台进行高质量的接收，必须采取一些抗干扰措施。根据产生干扰的不同原因，应该采取不同的抗干扰措施。干扰的主要类型有：工业干扰，电网干扰，汽车电器设备干扰，干涉干扰等。

抗工业干扰的主要措施是采用强定向天线设备和把接收机的输入回路屏蔽。接收机元器件的装配要用尽可能短的导线。回路线圈应直接靠近可变电容器安装。晶体管的工作状态必须调到最佳，以便其工作时非线性失真最小。混频器过渡特性的斜率应与外差振荡器的电压成线性关系。这一点可通过选择外差振荡器的直流工作状态和选择其适当的电压值来保证。

电网干扰通常表现为50周享声。改善整流器输出电压的滤波，接收机电气装配时公共接地母线和电路元件之间的连接应尽可能采用最短的导线，上述这些措施都能降低噪声电平。

抗汽车电气设备干扰特别困难。这种干扰的主要来源和

最强的干扰源是发动机的点火系统——电嘴的火花间隙、分电器、断路器接点、点火线圈，以及蓄电池的充电电路、发电机、调节继电器等。此外，汽车轮胎摩擦干燥的路面，车箱涂层与空气的摩擦，以及汽车电气装置的导线电接触不良等都可能构成汽车无线电干扰源。用消元法可以确定辐射干扰的主要部件。为此，首先关掉运行着的汽车中的点火装置，这时如果干扰消失，则干扰源就是点火系统。若关掉点火装置没能消除来自车上电网的无线电干扰，则断开发电机。为此，在汽车空转的情况下接通远距离照射头灯，这时调节继电器就把发电机从车载电网上断开。如果在汽车运行时关掉点火装置和切断蓄电池的充电电路都未能消除干扰，则静电荷的累积可能是造成辐射干扰的原因。

通常，点火装置产生的干扰，其电平与导线的长度成正比。为了抑制这类干扰，采用体电阻或线绕电阻，把这些电阻接在点火装置电嘴的高压线的两端和分电器上，高压电缆要采用具有大电感的电抗性电缆和分布电阻式阻性电缆。

体电阻或线绕电阻的阻值应该在 $8-10\text{k}\Omega$ 之间。这些电阻应尽可能靠近无线电干扰源安装。与体电阻不同，分布式电阻在射频范围内更有效一些。阻性电缆和阻尼电阻可以降低由点火系统的元件构成的回路的 Q 值。缩短高压导线的长度能够显著降低长波、中波和短波波段的干扰电平。在超短波波段，当高压导线的长度接近于接收信号波长的 $1/4$ 时，干扰电平达到最大。采用集中式阻尼电阻能把干扰电平降低 $15-20\text{dB}$ ，而把这类电阻与分布式电阻组合起来用，可降低干扰电平 $25-30\text{dB}$ 。

与断路器接点并联一只 $0.2-0.3\mu\text{F}$ 的电容器，可以降低其接点打火产生的干扰。

汽车接收机要有好的抗干扰性，就必须具有与汽车壳体有可靠电接触的金属外壳。电源线和扬声器的连接线应该屏蔽。为了抑制沿电源线窜入无线电接收通道的干扰，需要采用高效率滤波器，该滤波器由二节以电感开头的T型低通滤波器组成。当电感量为 $200\text{--}250\mu\text{H}$ 、电容量不小于 $500\text{--}1000\mu\text{F}$ 时，该滤波器对高频干扰的滤波效果就能满足要求。接收机电源线的长度应尽可能最短。

在短波波段，在接收机的本通道内，有用信号和沿副波道接收的信号互相作用结果会产生干涉啸声。消除这种干扰的主要方法，是在选择性RC放大器的基础上采用可重调的有源RC滤波器和带阻电路。对干扰的抑制是这样实现的：干扰信号由两个完全一样的选择性波道分离出来，并且其中一个波道的信号倒相，然后两个信号送到一个线性相加器，两个信号在这里互相抵消。无线电接收机干涉啸声抑制器如图8.11所示，其抑制频率可在很宽的范围内重新调整，抑制

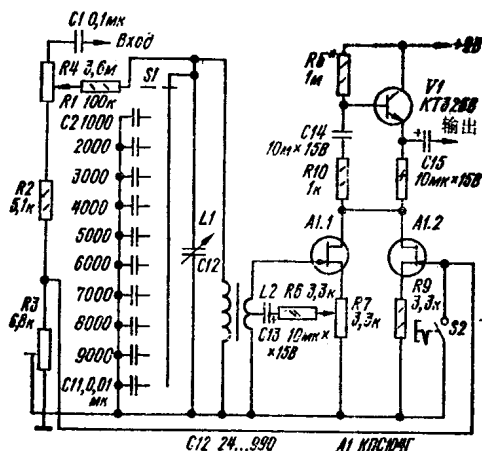


图8.11 无线电接收机干涉啸声抑制器电路

带宽也可调，并且与对干扰信号的抑制制度无关。

抑制器的输入电阻 $100\text{k}\Omega$ ；输出电阻 $10\text{k}\Omega$ ；抑制频率的重调范围为 $680\text{—}7000\text{Hz}$ ；传输系数 $6\text{—}10\text{dB}$ ；最大输出电压 0.7V ；电源电压 $6\text{—}12\text{V}$ ，消耗电流 $0.6\text{—}0.8\text{mA}$ ；在 3dB 电平上的最大抑制带宽为回路调谐频率的 5% ，在 10dB 电平上的最大抑制带宽为回路调谐频率的 1.5% 。

该抑制器包括可调回路 $L1$ 、 $C2\text{—}C12$ 和由晶体管组件 $A1$ 构成的线性相加器。回路分离出来的干扰信号送到 $A1.2$ 的输入，而倒相后的干扰信号从线圈 $L2$ 送到 $A1.1$ 的输入。抑制频率由开关 $S1$ (粗调) 和电容器 $C12$ (精调) 调整；用电位器 $R7$ 调整正反馈的深度来改变抑制带宽，正反馈电压从 $R7$ 加到 $L2$ 的部分线圈上。倒相信号的幅度由电位器 $R1$ 进行调整，非倒相信号幅度由 $R3$ 调整。当按钮 $S1$ 闭合时，抑制器成为调谐频率可调的窄带滤波器，可用于单边带收、发两用机和其它短波设备中，与毫伏表组合起来也可以作为各种电子设备的非线性失真测量仪。

所用元器件：线圈 $L1$ 、 $L2$ 绕在 $M6000\text{HM-AK}45\times 28\times 8$ 型磁环上，其匝数分别为 1000 匝和 $70+30$ 匝，导线牌号相应为 $\phi 0.1$ 和 $\phi 0.2$ ； $L2$ 绕在 $L1$ 上面，用漆布隔成两层，在第 30 匝 (按图顺序从底部引线端算起) 处有抽头。相加器采用高跨导晶体管组件 KПC104Г ，也可用跨导和起始漏电流与其相同的 KП303A 和 KП303B 型晶体管代替上述组件。

调试步骤：首先调定晶体管的工作状态。为此，在抑制器的输入端，由信号发生器送入一个幅度为 $0.3\text{—}1\text{V}$ 的 $400\text{—}600\text{Hz}$ 信号，把电位器 $R7$ 的滑臂调到下端 (按图的顺序) 位置，选配电阻 $R5$ 的阻值，使输出端上的信号对称限幅。然后把开关 $S2$ 闭合，并把开关 $S1$ 和电位器 $R1$ 的滑臂置于上端 (按图顺

(序位置,把可变电容器 C_{12} 调到最大容量。用音频信号发生器在输入端送入100mV、6.5—7.5kHz的信号,把抑制回路调谐到该频率上。然后把输入信号减小到零,把 R_7 的滑臂调到上端位置。若发生振荡,则把 R_6 的阻值增大。为了检查非倒相通道接通时抑制器的工作情况,断开开关 S_2 ,并在输入端送入100mV、6.5—6.7kHz的信号,在小范围内重新调整带阻回路,根据抑制器输出信号最小这一准则,把该回路重新调谐。在调动 R_1 的滑臂时信号应该下降。

8.7 无线电接收机的调整

在对无线电接收机进行调整之前,必须确证电源工作正常。为接收机供电的电源,其内阻要很小。在加载的情况下能对接收机提供必要电压的各种电池,都可以作为这种电源。

在对无线电接收机进行检修或者调整时,必须检测每个晶体管的参数。能够判定晶体管是否合用的主要参数是集电极的反向电流 I_{K0} 和在共发射极电路中它们的直流放大系数。晶体管的直流工作状态,从而这些晶体管构成的各级的工作情况,主要不是由晶体管各电极上的电压,而是由基极和集电极的电流来决定的。基极电流单值地决定着集电极电流值。因此接收机说明书中常常给出集电极的电流值,而不是标出电压。测量集电极电流采用毫安表或者万用表。

调整之前应仔细检查接收机的装配是否正确无误。对直放式接收机的调整,首先是检查和调定晶体管的直流工作状态,然后调整音频放大器。两级放大器的工作通常比较稳定,不会产生自激。在三级放大器中,由于经过共用电源会构成寄生反馈,所以可能产生自激。为了消除这种寄生反馈,需

要用 $100\text{--}500\mu\text{F}$ 的电解电容把电源高频旁路，或者在放大器第一级供电电路中接入 RC 滤波器，其电阻值为 $0.5\text{--}1.5\text{k}\Omega$ ，电容量为 $2\text{--}10\mu\text{F}$ 。

用容量 $0.15\text{--}0.2\text{MF}$ 的电容器旁接在末级晶体管上，能够消除放大器在音频高端频率上产生自激。把放大器的频率特性在低频端截短一些，可以消除在低频上产生自激，为此需把耦合电容器的电容量减小，并且把末前级晶体管的集电极电流增大到 $2\text{--}3\text{mA}$ 。消除了放大器的自激以后，着手检查它与扬声器一起工作的情况。放大器应该具有合适的灵敏度，以便当音量调节器处在大约中间位置时，能够保证放大器输出端得到最大可能的音量。通过选配音频放大器末级旁接电容器的电容量，来校正频率特性，以便改善 $3\text{--}5\text{kHz}$ 范围内的音响质量。然后开始调整接收机的高频部分。当接收机发生高频自激时，在扬声器中可以听到很强的吱吱声。产生这种自激的最可能的原因是，在缺氧体天线、高频扼流圈、变压器、扬声器之间存在着寄生耦合。改变这些部件的相互位置可以消除高频自激。有时改变一下变压器绕组的连接方向，或者在其次级绕组上旁接一只 $5\text{--}10\text{k}\Omega$ 的电阻也是以消除这种自激振荡。自激的原因也可能是旁路电容器接地点选择不当，或者电源线的连接靠近了接收机的高频电路。

消除了高频自激以后，进行接收机接收电台信号的调谐。为此需要经过一只 $5\text{--}15\text{pF}$ 的电容器把天线接到天线回路上，选择高频放大器集电极电路中的电流值，使接收信号音量最大。在上述调试过程中，选配电阻值时，不能用电位器，因为这会引起自激。必须注意各晶体管的集电极电流不要超过 $2.5\text{--}3\text{mA}$ 。然后，通过改变铁氧体天线的回路线圈的电

感来校正频段的边界。最后，作为调整晶体管接收机的最后步骤，根据高频放大器第一级晶体管的输入电阻选择天线回路耦合线圈的匝数，以及耦合线圈和回路线圈之间的相互位置。必须记住，增加耦合线圈的匝数，会提高接收机灵敏度，但这时其选择性要变坏。

超差接收机的调整也是先从音频放大级入手。这时先断开接收机的高频部分。开始先测量放大器消耗的电流，其值一般为3—10mA。在有音频信号发生器和示波器的情况下，经过一只1—5 μ F的电容器把该信号发生器接到放大器的输入，并把其频率调到大约1000Hz左右，其输出电压平滑地调到250mV。把示波器与扬声器并联，根据示波器显示的正弦波形状判断音频放大器的工作情况。两级音频放大器输出级产生失真的原因，可能是输出级与负载电阻不匹配、输出级两支路不对称、输出级的偏压或静态电流选择不当等。

末级采用的两只晶体管，其集电极反相电流和电流放大系数应大体相等。

末前级可能产生失真，其原因是工作点选择不当，这是由于用来调定末前级集电极电流的电阻其阻值的偏差造成的。在工作状态选择得当的条件下，输入信号电平在工作范围内变化时，末前级晶体管的集电极电流不会随之变化。

中频放大器的调整采用标准频率信号发生器，经过一只容量不大于0.1 μ F的电容器，从标准信号发生器的探头把一个电平200 μ V的信号送入中频放大器第一级晶体管的基极，信号的频率等于中频（一般为465kHz），调制深度50—70%。用微调磁芯调谐中频放大器回路，使接收机的输出信号最大。随着这些回路的逐步调谐，把调制深度逐渐减小到30%，而输入信号幅度减到15—20 μ V。把中频放大器回路调谐好之后，

便着手调整中频滤波器。从标准信号发生器把调制深度50—70%、幅度5—10 μ V的信号送到混频器晶体管的基极，根据接收机输出音量最大这一准则，用中频回路的微调磁芯对中频滤波器的回路进行调谐。

接收机变频器的调整主要是检查外差振荡器是否有振荡信号，调定波段边界以及外差振荡器回路和输入回路的统调等。如果有电子管电压表，则可通过测量外差振荡器晶体管发射机上的射频电压来检查其是否有振荡信号，该电压应为150—180mV的量级。外差振荡器工作情况的检查要在波段的所有频率点上进行，其工作的稳定性要通过正确选择其中的正反馈深度来保证。

输入回路和外差振荡器回路的统调借助标准信号发生器和环形天线来进行。环形天线由直径3—5mm的金属棒或金属管制成的边长380mm的框构成。该天线经一只80 Ω 的非线绕电阻接到信号发生器上，带铁氧体天线的接收机放置在距环形天线平面1m的地方，而且铁氧体天线的轴与框的平面垂直。

当没有标准信号发生器时，可根据无线电台的信号对输入回路进行调试。

外差振荡器的线圈调整好以后，改变铁氧体天线和耦合线圈的位置，使所接收的无线电台的信号音量达到最大。

第九章 脉冲设备

9.1 信号的非线性变换

9.1.1 限幅器(图9.1)

限幅器是这样一种装置,即当其输入电压超过某个门限值(上限幅)或者变得低于门限值(下限幅)时,其输出端的电压实际上保持恒定不变。同时具有上限幅和下限幅功能的限幅器叫作双向限幅器。

图9.1a所示是一个由串联二极管组成的双向限幅器,当其输入电压处在 -0.5V — $+0.5\text{V}$ 范围内时,其输出电压等于零。当输入电压超出上述范围时,输出电压不等于零。它可用于抑制低电平的无用信号(交流声,噪声)。图9.1b所示是由并联二极管组成的双向限幅器, -0.5V — $+0.5\text{V}$ 以内的电压原原本本地传输到它的输出端,超出该范围的电压被限幅。这种电路可以保护后续装置不受大幅度脉冲的干扰。为了获得 ± 0.1 — 0.2V 的限幅电平,可采用锗二极管(19E等)。如果需要 $\pm 1\text{V}$ 或更高的电平,则可以用两只或几只硅二极管串联起来代替V1或V2的一只二极管。

用稳压管构成的双向限幅器(图9.1c)可以得到 $\pm 5\text{V}$ 或更高(取决于稳压管的型号)的限幅电平。如果还需要放大被限幅的信号,则可采用由晶体管构成的限幅器(图9.1d),其中下限幅是借助晶体管的截止作用,而上限幅是靠基极—发射极PN结的饱和效应。图9.1d是由TTL逻辑元件构成的双

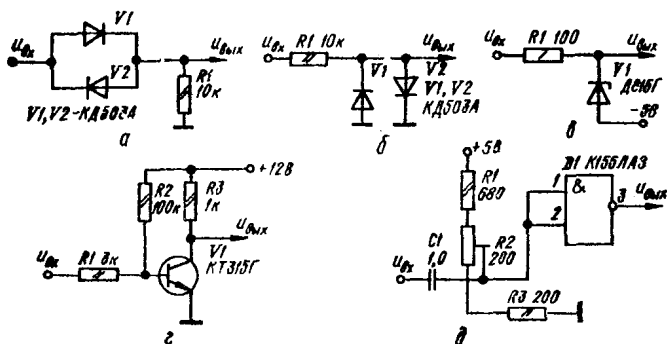


图9.1 限幅器

a—串联二极管限幅器；b—并联二极管限幅器；c—由稳压管构成的限幅器；d—由逻辑电路构成的限幅器

向限幅器，其特点是限幅范围很窄($\pm 0.02V$)，输出能直接与其它TTL元件相连。

9.1.2 波形成成电路(图9.2)

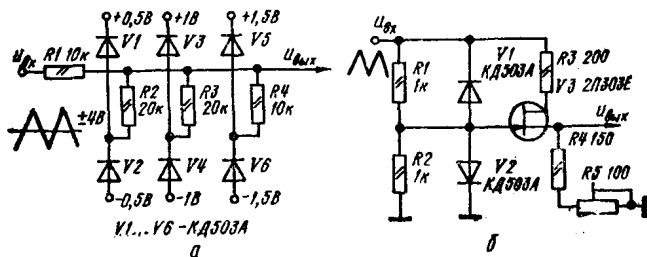


图9.2 波形成成电路

a——由二极管构成的波形成成电路，b——由场效应管构成的波形成成电路

用一组二极管限幅器可以把一种脉冲波形变换成另一种脉冲波形。最经常遇到的，是把三角波形电压变换成正弦电压。在图9.2a所示的形成器中，当输入的锯齿波电压的电平为 $\pm 1V$ 或者更低时，则它原原本本地被传送到输出端，当输入电压超过上述范围时，二极管V1或V2中有电流流过，从而接通分压器R1、R2；若电压再升高，则分压器R3、R4也接通。这时三角波电压的上部和下部得到平滑，于是输出电压波形变成接近于正弦波。

图9.2b是场效应晶体管波形形成电路，它利用场效应管的漏极非线性特性。这种电路的调整比较简单，但在频率上受到限制（不高于1MHz）。

9.1.3 门限装置

门限装置的功能是，当输入信号电压高于或低于门限电压时便相应地转换输出电压的电平。施密特触发器和比较器都属于门限装置。

施密特触发器具有固定的翻转门限，并具有滞后现象，即输入电压上升时其翻转门限是一种电平，而输入电压下降时翻转门限是另一种电平。一般用施密特触发器来提高脉冲前沿的陡度，例如用来改善畸变脉冲的波形质量。以集成电路形式生产的施密特触发器其型号有K119系列的K119Tn1型，当电源电压 $\pm 3V$ 时其翻转门限接近于0V；K155系列，2、4、6个施密特触发器封装在一个壳体内成为一个组件，其中K155Tn1含两个4输入端的施密特触发器，K155Tn1含四个2输入端的施密特触发器。

9.1.4 比较器

其动作门限可以任意设定，包括随时间变化。比较器广泛用于模/数和数/模变换器。有很多集成电路形式的比较器

产品，其型号有：512系列中有521CA1、521CA2、521CA3、521CA4；554系列中有554CA1、554CA2、554CA3；597系列中有597CA1、597CA2、597CA3。速度最高的比较器，其开关脉冲的前沿陡度为100ns或更小。

9.1.5 开关(图9.3)

开关是一种可控接点，它是这样一种装置，即当加上控制信号时，它的输入端和输出端之间的电阻很小，不加信号时很大。通常采用逻辑电路的输出信号作为控制信号。开关的性能由导通状态的电阻 R_0 、截止状态的电阻 R_3 和二者之比 R_3/R_0 来表征。 R_3/R_0 的比值越大，开关的工作性能越好。

图9.3a给出的是由双极性信号控制的二极管开关电路。当加入的极性控制信号 $U_{ynp} > U_{\theta z}$ 时，两个二极管 $V1$ 、 $V2$

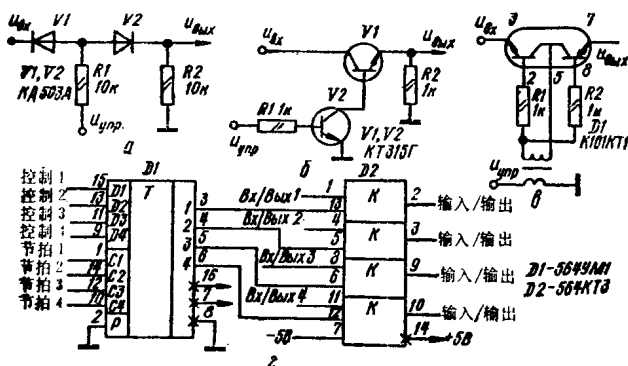


图9.3 开关电路

a——二极管开关； δ ——晶体管开关； δ ——由集成断路器组成的开关；z——564KT3型开关的连接图

导通，输入信号传送到输出端。二极管开关的 R_3/R_0 不高，

一般为 10^4 — 10^5 ，但其动作速度可达几百兆周。晶体管开关(图9.3δ)的控制电压是单极性的，但其速率要低些。由集成断路器构成的开关(9.3β)可以传送双极性电压，其 R_3/R_0 达 10^6 。

目前有很多集成开关电路产品，其型号如143KT1, 160KT2, 176KT1, 564KT3(2只或4只开关封在一个壳体内)。图9.3ε给出的是564KT3型4通路开关电路，它能双向传输幅度从 $-5V$ — $+5V$ 的双极性信号，其控制信号由触发器构成的寄存器D1产生。

由开关电路可以组成多通路信号转接器(如有8个输入端和一个输出端的信号转接器)。这类信号转接器的集成电路产品有：564Kn2(8通路转接器)、564Kn1(双4通路转接器)、590KH1(8通路转接器)等。这些转接器需要的控制信号由数字式计数器直接产生。

9.2 脉冲形成器和脉冲延时元件

9.2.1 脉冲形成器(图9.4)

它是一种脉冲产生器，它利用其它脉冲或电压跳变(前沿)形成所需宽度的脉冲。

图9.4所示的几种脉冲形成电路，它们之间的区别是所形成的脉冲宽度范围不同。9.4a图中的电路产生非常窄的脉冲，其宽度取决于在重合输出电路D6前边串联连接的反相器的个数(D1—D5)： $T_u = nt_s$ 。单个元件的延迟时间 t_s 取决于所采用的集成电路的型号。例如，K155系列的TTL元件，其 $t_s \approx 20ns$ ，因此，在9.4a所示的电路中 $n = 5$ ， $T_u \approx 100ns$ 。

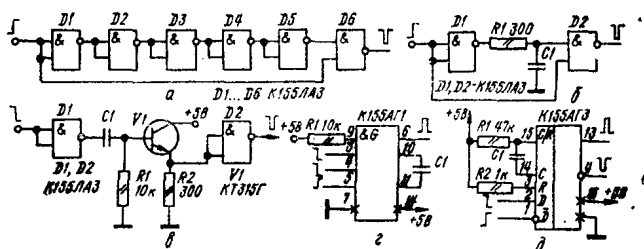


图9.4 脉冲形成器电路

a——由逻辑元件构成的形成器；b——带积分电路的形成器；b
——带发射极跟随器的形成器；e、f——由K155AГ1和K155AГ3构成的形成器

为了得到更宽(达几十毫秒)的脉冲,需采用带积分网络的电路(图9.4b)。采用TTL元件形成的脉冲宽度大约等于 $0.7R_1C_1$ 。电容器 C_1 的容量可在很宽的范围内变化;在TTL电路中 R_1 的值不应超过 $1k\Omega$,在MOS电路中可为几十或几百千欧。如果在TTL元件输入端接一个发射极跟随器(如图9.4b所示),则在TTL电路中 R_1 的阻值不受限制。由于发射极跟随器的输入阻抗很高(几千欧),所以 R_1C_1 的时间常数可达几秒。如果用场效应晶体管的源跟随器代替晶体管发射极跟随器,则所形成的脉冲宽度还可以提高一、两个量级。

K155系列的脉冲形成器产品中有K155AГ1和K155AГ3型,其电路连接如图9.4e和9.4f。这些形成器既可用脉冲正沿触发,也可用脉冲负沿触发。

9.2.2 脉冲延时元件(图9.5)

它能把矩形脉冲延迟必要的时间。图9.5a给出了带积分

1网络的脉冲延时器的电路及其工作波形图。积分网络 R_1C 把输入脉冲在时间上展宽(A点波形)。逻辑元件D1作为门限装置工作,其门限电平 $U_{\text{н.д.}} \approx 1.4\text{V}$ 。在该逻辑元件的输出端形成延时后的负脉冲。对于TTL电路,延时时间等于 $(1.0 - 1.2)R_1C_1$, 其中 R_1 不应超过 $1\text{k}\Omega$ 。为了提高 R_1 的阻值,类似于在图9.4b中所作的那样,在逻辑元件的输入端接一个发射极跟随器。还有一个限制因素,即延时时间不应超过输入脉冲的宽度,为了得到更大的延时,必须把几个图9.5a所示的电路串接起来,因为在这些延时电路中工作的脉冲是双极性的。

运算放大器具有很高的输入电阻,因此利用图9.5b中的电路可以得到很大的延时范围。在该电路中,延迟时间由时间常数 R_1C_1 决定。运算放大器D1也是门限装置,其门限电平

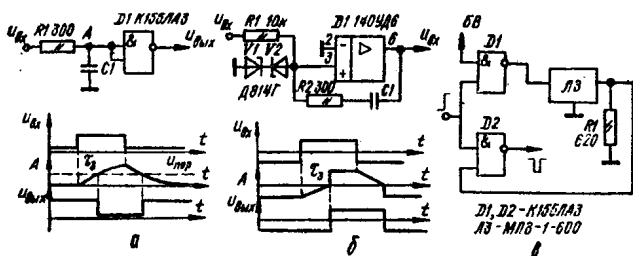


图9.5 脉冲延时元件

a——带积分网络的脉冲延时器; б——由运算放大器构成的延时器; в——带延时线的延时器

接近于零(参见A点波形)。由稳压管V1、V2构成的双向限幅器保护运算放大器的输入不被击穿。

9.2.3 精确脉冲形成器

上述一些电路所形成的脉冲宽度与温度和电源电压有关。采用延迟线可稳定脉冲宽度。图9.5 β 给出的是带延迟线的脉冲形成电路。在与一非门D2的输出端产生的脉冲，其起始点与输入电压的阶跃重合，其终端取决于延迟线的延时。电阻R1的用途是为了使逻辑元件的输入与延迟线的波阻抗匹配。

9.3 矩形脉冲产生器

为了获得前沿很陡的矩形脉冲可采用弛张振荡器，这些振荡器可以工作在自激振荡状态、等待状态和同步状态。

9.3.1 多谐振荡器(图9.6)

多谐振荡器能产生矩形脉冲是由于经过有源电子元件形成正反馈，这些有源元件是：晶体管，运算放大器，逻辑元件，可控硅等。因此，矩形脉冲的主要参数——频率（脉冲宽度）、幅度及它们的稳定度，取决于这些有源元件的特性——电源电压、门限电平、速率等。

目前应用最广的是由集成逻辑元件构成的多谐振荡器，因为它们在数字设备中大量被采用。图9.6a是一个由二只逻辑元件构成的等待式多谐振荡器；它在相对于电源电压为负的脉冲触发下工作，所产生的脉冲宽度 $T \approx 1.1R_1C_1$ 。图9.6 β 给出的是自激多谐振荡器，其振荡周期大约为 $2R_1C_1$ 。由于TTL集成电路的门限电平稳定度低，所以由逻辑元件构成的多谐振荡器，其脉冲宽度和重复周期的稳定度不高（当温度变化 10°C 时，大约为3%）。因此，为了提高稳定度，作为门限元件常常采用晶体管，其稳定度大约高一个量级。图9.6 β 所示的等待式多谐振荡器，其脉冲宽度的稳定度在工

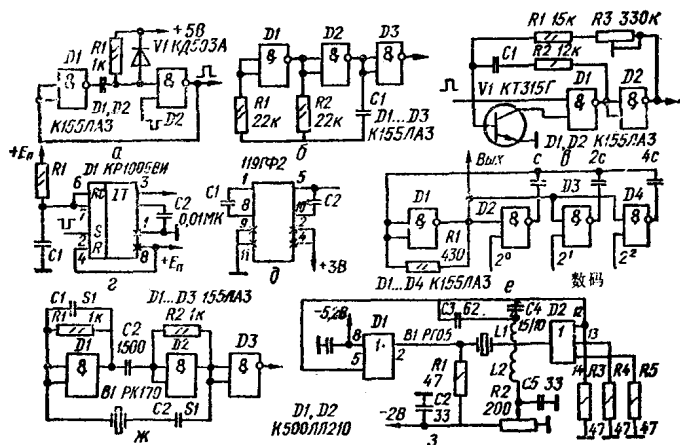


图9.6 由集成电路构成的多谐振器电路

a——等待式的，b——自激式的，c——以晶体管为门限元件的，
 d——由集成定时器电路构成的，e——由119PΦ2集成电路构成的，
 ж——由数码控制的，з——带石英振荡器的，4——带高频石英振荡器的；

作温度范围内大约为1%，并有很宽的重调范围(达200倍)。

有很多集成电路系列产品，它们既可以作为等待式多谐振器工作，也可以作为自激式多谐振器工作，这就是集成定时器。图9.6a所示就是由KP1006BH型定时器构成的等待式多谐振器电路。输入端的脉冲宽度等于时间常数 R_1C_1 。119、218系列的多谐振器，其振荡频率可通过接入不同容量的电容器加以选择(图9.6d)。

可采用三种方法控制脉冲的宽度(自激振荡的频率)：手动调整，即如在图9.6b电路中所作的那样，通过改变电阻值来调整；借助在逻辑元件的输入电路引入偏置电压来调整；借助数字代码。在图9.6e所示的自激多谐振振荡器中，C、2C、

4C这组电容器中根据需要把哪个电容器接入电路由三位数字代码来控制，而且4C的接入由代码的最高位控制。

采用逻辑元件的多谐振荡器常常构成高质量的石英晶体振荡器。图9.6ж就是一个由TTL元件构成的石英晶体振荡器电路，其工作频率最高可达10MHz。采用发射极耦合逻辑元件(图9.6з)构成振荡器，并使它工作在石英晶体谐振器的谐波上，可以得到更高的工作频率(达110MHz)。

图9.7给出的是由其它电子元件构成的多谐振荡器电路。由晶体管构成的多谐振荡器(图9.7a)与由逻辑元件构成的多谐振荡器不同，它可以在电源电压变化很大的条件下工作，而且其工作频率变化较小。可通过偏置电压控制自激振荡的频率。二极管V2、V3用于改善晶体管V1、V4集电极上方波电压的波形(如果不须要这样作，则可把R2、R5、V2、V3去掉)。自激振荡的周期

$$T \approx (R_3 C_1 + R_4 C_2) \ln \frac{E_n + E_{CM}}{E_{CM}}$$

该电路也可以工作在等待状态。为此，在其中的一个基极电路中引入截止电压。图9.7б是由运算放大器构成的等待式多谐振荡器。它可以产生大幅度($\pm 15V$)双极性脉冲。所产生的脉冲宽度由下式计算

$$T = (R_1 + R_2) C_1 \ln \left[\frac{2U_{Hac} R_1}{E_1 (R_1 + R_2)} \right]$$

式中 U_{Hac} ——运算放大器输出端的饱和电压；当电源电压为 $\pm 12V$ 时， $U_{Hac} = 10V$ 。

场效应晶体管构成的等待式多谐振荡器(图9.7в)可以产生很宽的脉冲，因为R1的阻值可以是几兆欧或几十兆欧。该电路产生的脉冲宽度为

$$T = R_1 C_2 I_n (E_n / U_{n \cdot \phi})$$

式中 $U_{n \cdot \phi}$ ——该场效应晶体管的门限电压（例如КП103М的门限电压为+4.5V量级）。

图9.7a给出的是单节晶体管构成的等待式多谐振荡器。由于单节晶体管的输入电流小，所以脉冲宽度可以在很宽的范围内进行调整。单节晶体管的接通电压稳定，因此所形成

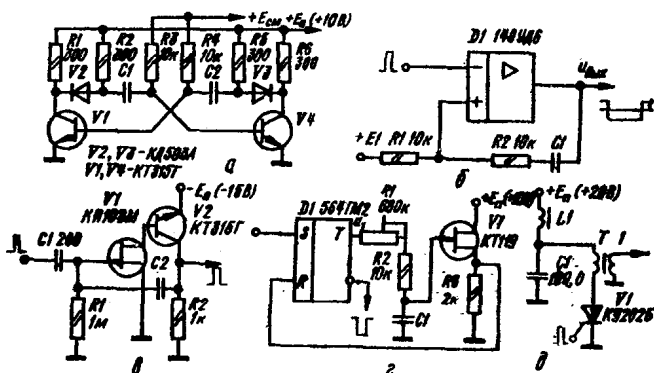


图9.7 由电子元件构成的多谐振荡器电路

a——由晶体管构成的自激式多谐振荡器；б——由运算放大器构成的等待式多谐振荡器；в——由场效应晶体管构成的等待式多谐振荡器；г——由可控硅构成的等待式多谐振荡器

的脉冲宽度也很稳定。当触发器D1的S输入端加上触发脉冲时，其输出端上便出现正电位U₁，电容器C₁经过电阻R₁、R₂充电，直到其上的电压达到单节晶体管接通电压为止。该管一接通，C₁迅速放电，直到单节晶体管截止。电阻R₃上的正脉冲把触发器置回初始状态。该电路产生的脉冲宽度为

$$T = (R1 + R2) C11_n \frac{1}{1 - U_{Bkn}/U1}$$

式中 U_{Bkn} ——单节晶体管的接通电压； $U1$ ——触发器 $D1$ 输出端上的脉冲幅度。

图9.76是由可控硅构成的等待式多谐振荡器，它能产生大功率脉冲。在起始状态，电容器 $C1$ 充电到电源电压 E_N 。可控硅 $V1$ 基极（控制极）电路中的正脉冲使其导通， $C1$ 通过变压器 $T1$ 的绕组和该可控硅 $V1$ 放电。随着 $C1$ 的放电，可控硅上的电压下降，直到它截止为止。此后电容器 $C1$ 经过扼流圈 $L1$ 重新充电到电源电压。在变压器 $T1$ 的输出绕组上产生功率几KW甚至几十kW的脉冲。这种电路是电视行扫描发生器的基础电路。

9.3.2 间歇振荡器(图9.8)

间歇振荡器是一种通过变压器或其它无源元件构成正反馈的方波发生器。和多谐振荡器一样，间歇振荡器既可以工作在自激状态，也可以工作在等待状态。通常，间歇振荡器

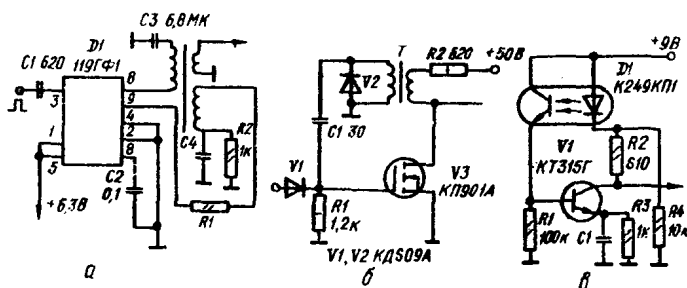


图9.8 间歇振荡器电路

a——由集成电路119ГФ1构成的等待式间歇振荡器，б——由功率场效应晶体管构成的等待式间歇振荡器，в——由光导发光器件构成的自激式间歇振荡器

用来产生大功率窄（几十、几百纳秒或几微秒宽的）方波脉冲。

集成电路119ГФ1它包括晶体管间歇振荡器的所有元器件(图9.8a),所产生的脉冲宽度取决于时间常数 RC 和脉冲变压器的参数。图9.8b给出的是由КП901型功率场效应晶体管构成的等待式间歇振荡器电路。由于功率场效应晶体管的输出电阻很小($0.7-1\Omega$ 量级),所以它产生的脉冲沿很陡(前沿 $1.6ns$, 后沿 $11ns$)。在图中标出的参数下,脉冲宽度为 $60ns$,幅度 $25-30V$ 。除了采用脉冲变压器作为耦合元件以构成正反馈以外,也可以采用光导发光器件。由光导发光器件构成的间歇振荡器如图9.8b所示。

9.4 锯齿波发生器

锯齿(三角)波在各种测量设备、信号参量变换器(模/数转换器, 脉冲频率-电压变换器等)、示波器扫描装置及其它设备中得到了广泛的应用。

一般采用以恒定电流对电容器充电的原理来产生锯齿波(线性变化)电压。在图9.9a所示的电路中,当输入端加入负脉冲时,晶体管 V_2 截止,电容器 C_1 经过晶体管 V_1 开始充电,而 V_1 在电路中的连接方式是为了使 C_1 上的电压加在该管的集电极上。 V_1 的基极-发射极节的电流取决于电压差 E_1-E_2 和电阻 R_3 的阻值,因而是恒定的。因此 V_1 的集电极电流实际上也是恒定的。该电路中锯齿波电压的非线性主要取决于晶体管 V_1 的电流放大系数 β ,它大约为 $1-3\%$ 。采用运算放大器的电路,由于运算放大器的放大系数非常高,所以它产生的锯齿波电压,其线性很好。图9.9b给出的是由运算放大器

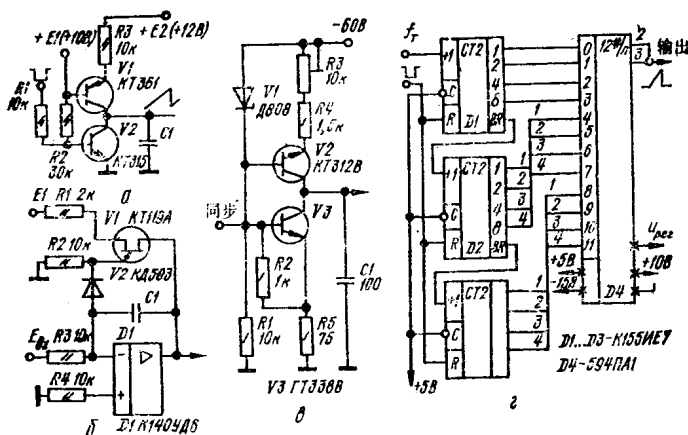


图9.9 锯齿波发生器电路

a——由晶体管构成的；б——由运算放大器构成的；в——由雪崩晶体管构成的；г——由数字电路构成的

构成的自激式锯齿波电压产生器，在这里运算放大器输出端上的锯齿电压由电容器C1形成。当C1上的电压一达到V1的导通电压 $U_{BKП}$ 时，C1便开始放电，V1很快截止，C1开始重新充电。所产生的锯齿波的宽度。

$$T = R3C1 \frac{U_{BKП} + U_d}{E_{BX}}$$

式中 U_d ——导通二极管V2上的电压降。为了获得高压锯齿波电压(如为了示波器的扫描)可采用雪崩晶体管V3构成的电路，如图9.6a所示；在重复频率达10MHz的情况下，该电路产生的锯齿波电压其幅度为30—50V。脉冲重复频率可用电阻R3在很宽的范围内调整。

用数字方法可以产生特别精确的锯齿波电压，该方法是：当把重复频率恒定的脉冲送入计数器时，则该计数中由代码

表示的数字将线性增长。然后只要把该数字代码转换成电压就可以了,如图9.9₂所示。在该电路中,数码(12位)从计数器D1-D3送到数/模转换器D4,D4输出的就是锯齿波电压,其精度大约为0.01%。计数器D1-D3在R输入端加上零电位时工作。D4的输出端是高阻的,因此需要接入匹配元件(如发射极跟随器,运算放大器等)。

9.5 各种波形脉冲发生器的构成示例

上节介绍的方波和锯齿波发生器是一些基础部件,它们用来组成产生波形更复杂的脉冲发生器。在实际应用中,常常需要产生一定数目的脉冲(“脉冲串”或一组脉冲)。在最简单的情况下,用两个多谐振荡器,其中一个工作在等待状态(JM),另一个工作在自激状态(AM)就能完成这个任务(图9.10a)。等待式多谐振荡器输出脉冲的宽度要比自激式多谐

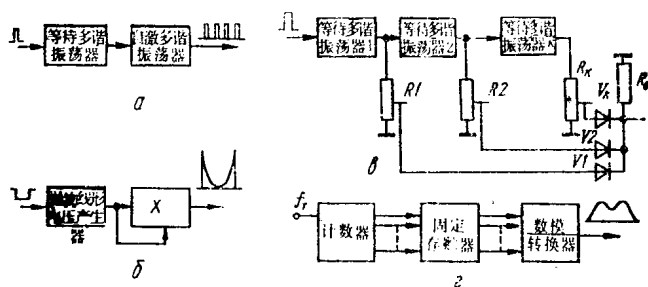


图9.10 各种波形的脉冲发生器

a——串脉冲产生器; b——抛物线形脉冲产生器; c由多谐振荡器构成的脉冲合成器; d——由数字元件构成的脉冲合成器

振荡器的振荡周期长必要的倍数。自激多谐振荡器在等待式

多谐振荡输出脉冲的“选通”下工作；例如，在图9.66所示的自激式多谐振荡器中，可把等待式多谐振荡器的脉冲送到D2的第二输入端。

借助非线性形成网络可把锯齿波的形状加以改变，如图9.2a所示的电路，它把锯齿(三角波)变换为正弦波。通过选择适当的偏置电压和各电阻器的阻值，可获得许多非线性规律来变换脉冲的波形。还有一种变换锯齿波形状的方法，这就是采用模拟计算技术手段。图9.106给出的就是借助模拟乘法器(如用525ΠC2型集成电路构成)获得抛物线形脉冲的方法。锯齿波发生器产生的脉冲电压送到乘法器的两个输入端；在这里，乘法器作为平方器在工作。

复杂波形的脉冲可用一组幅度不同的矩形脉冲综合而成。图9.10b就是一种综合电路，它包括由三个等待式多谐振荡器KM构成的链路。前一个等待多谐振荡器的脉冲后沿触发后一个等待多谐振荡器工作。矩形脉冲从每一个多谐振荡器的输出端送到权电位器 R_1 、 $R_2 \cdots R_k$ ，这些权电位器构成需要的幅度变化规律。二极管 V_1 、 $V_2 \cdots V_k$ 把不同幅度的各个脉冲汇集在电阻 R_c 上，从而形成综合好的复杂波形脉冲。

能够形成任意波形的脉冲的最通用的方法，是采用数字技术器件。图9.10r给出的综合器电路与图9.9r中的电路不同，它有固定存贮器Π3Y。用一组数码把任一函数表写入固定存贮器。在地址计数器 C_q 的工作配合下，顺序访问该存贮器，在其输出端产生给定函数的串行数字代码，然后借助数/模转换器(ИАП)就可以把这些代码变换成给定形状的脉冲电压。

9.6 各种脉冲装置的构成示例

9.6.1 脉冲倍频器(图9.11)

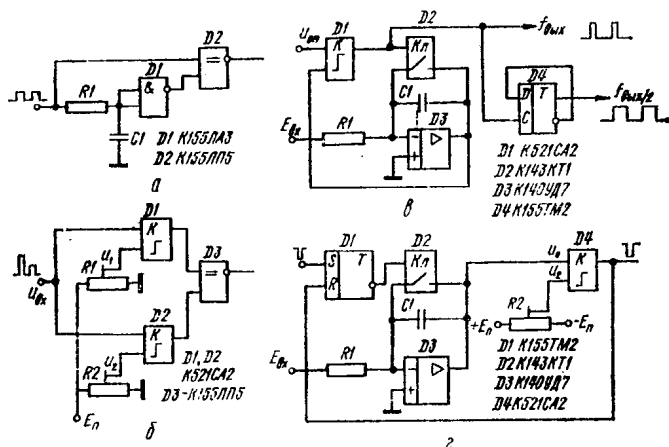


图9.11 各种脉冲装置电路

a——脉冲倍频器；b——幅度选择器；c——脉冲电压-频率转换器；d——脉冲可控延时器

它包括脉冲延时元件 $R1$ 、 $C1$ 、 $D1$ (参见图9.11a)和极性重合逻辑元件 $D2$ 。 $D1$ 输出端的脉冲序列相对于其输入脉冲序列延时 τ_s ，并且具有相反的极性。在 $D2$ 的两个输入端上，在 τ_s 时间内，两个脉冲序列的极性一致，因此，在 $D2$ 的输出端产生宽度为 τ_s 的脉冲，而且这些脉冲既在输入脉冲电压的正跳变时刻出现，也在其负跳变时刻出现，可见所产生的脉冲序列的频率正好是输入脉冲序列频率的两倍。

9.6.2 电平选择器(幅度选择器，图9.11)

当输入电压(或脉冲幅度)处于 U_1 和 U_2 之间时,即 $U_1 < U_{BX} < U_2$ 时,它在输出端给出逻辑“1”电压,在其它情况下,在输出端给出逻辑“0”电压。现在我们看一看以下情况: a) $U_{BX} < U_1$, $U_{BX} < U_2$, 比较器 D_1 和 D_2 的输出都为逻辑“0”,两者极性一致,这时重合器 D_3 的输出也是逻辑“0”; б) $U_{BX} > U_1$, $U_{BX} > U_2$, 两个比较器的输出都为逻辑“1”,极性一致,在这种情况下 D_3 的输出也将为逻辑“0”; в) $U_1 < U_{BX} < U_2$, 比较器 D_1 输出逻辑“1”,而比较器 D_2 输出逻辑“0”,由于两者在 D_3 输入端不一致,所以 D_3 的输出为逻辑“1”。

9.6.3 脉冲电压-频率变换器(图9.11б)

该电路的基础是由运算放大器 D_3 构成的锯齿波电压发生器。这里的锯齿波发生器,其电路与图9.96所示的电路不同,它以开关 D_2 代替放电用的单结晶体管,并受比较器 D_1 的控制。只要 D_3 输出的锯齿电压与基准电压 U_{on} 一相等,比较器 D_1 就输出逻辑“1”电压,使 D_2 接通,把电容器 C_1 短路。于是 C_1 迅速放电,这时比较器 D_1 输出端重新变为逻辑“0”,开关又断开。锯齿波信号的宽度由图9.96中所用的同一公式计算,不同的只是由 U_{on} 电压代替 $U_{BKH} + U_A$,即

$$T = R_1 C_1 U_{on} / E_{BX}$$

如果把电容器的放电时间忽略不计,则比较器 D_1 输出脉冲的频率

$$f_{GBLX} = 1/T = E_{BX} / R_1 C_1 U_{on}$$

即正比于输入电压 E_{BX} 。为了获得对称的矩形脉冲,再接入计数触发器 D_4 。在数字电压表、模/数转换器等装置中都采用脉冲电压-频率变换器。这类器件也都制成了集成电路产品,如KP1108ПП1型电路。

9.6.4 脉冲可控延时器(图9.11r)

它也是以锯齿波电压产生器 $D3$ 为基础构成的。在起始状态，触发器 $D1$ 的倒相输出端为逻辑“1”电位，开关 $D2$ 把电容器 $C1$ 短路。当向 $D1$ 的 S 输入端送入负脉冲时， $D1$ 翻转，开关 $D2$ 断开，于是在 $D3$ 输出端产生从 U_0 电平开始线性变化的电压。当该电压在比较器 $D4$ 的输入端与电压 U_2 相等时， $D4$ 输出逻辑“0”电压，并加到触发器 $D1$ 的 R 输入端，供其翻转，于是电路返回到起始状态。 $D4$ 输出脉冲的延时 $\tau_3 = R1C1(U_2 - U_0)/E_{sx}$ ，即 τ_3 与 U_2 有关。用电位器 R_2 改变 U_2 ，可在很宽的范围内改变延迟时间。而且，如果研究一下触发器 $D1$ 输出的脉冲，则会发现，该电路可认为是一个脉冲宽度可重调的等待式多谐振荡器。电压 U_2 可由一个附加的调制电压源提供。如果这时输入脉冲周期性地连续输入，则该电路从 $D4$ 输出端看过去，可作为一个脉冲-时间调制器；从 $D1$ 输出端看过去，可作为脉宽调制器。

第十章 数 字 设 备

10.1 数字设备中数的表示法

计数制——数的表示方法。目前广泛采用的计数方法是位值计数法，在这种计数法中，任何一个数字的值，不仅由它的数码本身而且还由它在数中占据的位置(位值)来决定。用来表示数的不同数码的个数叫作该计数制的基。在日常生活中，人们采用以10为基的计数制，相应地采用10个数码：0、1、2、3、4、5、6、7、8、9。任何一个数用十进制位值计数表示法可表示为以下形式

$$a_k \cdot 10^k + a_{k-1} \cdot 10^{k-1} + \cdots + a_1 \cdot 10^1 + a_0$$

例如 $352 = 3 \cdot 10^2 + 5 \cdot 10^1 + 2$

在数字设备中，最方便的是以2为基的计数法，因为这里只需要两个数码(0和1)。于是，在二进制中，数可表示为以下形式

$$a_k 2^k + a_{k-1} 2^{k-1} + \cdots + a_1 2^1 + a_0$$

例如数11表示为： $1 \cdot 2^3 + 0 \cdot 2^2 + 1 \cdot 2^1 + 1$ ，或1011。数的这种书写形式叫做二进制码。

人们还采用也由0和1表示信息的其它数字码形式，如二-十进制码。它用于把二进制码变换为大家习惯的十进制码。在二-十进制码中，数字0到9用一般二进制码表示；十位上的数字、百位上的数字等都用相应的二进制码表示。例如数53表示为01010011，即每个十进制数位用4位二进制码(称为四

位码)表示。用类似方法也可以构成其它的复合码(二-五进制码, 1-2-3码等)。在格雷码中, 从一个数过渡到下一个数只有一位数值发生变化。在一元码中, 数由1在0序列中所处的位置来表示。例如在6位一元码中, 0表示为000001, 4表示为010000。表10.1中列出了以各种不同编码形式表示的0到10这11个数的情况。

表10.1 数 码 表

十进制数	二 进 制 码	二-十进制码	格 雷 码	一 元 码
0	0000	0000	0000	0000000001
1	0001	0001	0001	0000000010
2	0010	0010	0011	0000000100
3	0011	0011	0010	0000001000
4	0100	0100	0110	0000010000
5	0101	0101	0111	0000100000
6	0110	0110	0101	0001000000
7	0111	0111	0100	0010000000
8	1000	1000	1100	0100000000
9	1001	1101	1101	1000000000
10	1010	1000	1111	—

上述码型, 如果其所有各位的值能够沿着 并 行 母 线 传 送, 则称为并行码, 如果沿着一条母线按顺序传送, 则称为串行码。

在二进制记数法中, 如果一个码的所有1改成0, 所有0改为1, 则得到的新码称为原码的反码。

如果满足下列条件, 则一个码叫作给定码的补码: 即该码与给定码相加后得到的码其最高位的上一位为1, 其它各位都为0, 例如原码1011(十进制的11), 其反码为0100(4), 则补码为0101(5), 因为 $1011 + 0101 = 10000(16)$

10.2 逻辑代数和逻辑电路

由于在数字设备中只采用两个数码(0和1), 所以逻辑代数采用只取0、1两个值的逻辑变量及其函数。

逻辑代数的基本运算“非”(取反)表征函数值从0变成1或从1变成0, 用变量符号上边加一横来表示, 如 \bar{A} ; 逻辑乘: 如果 $A=1$ 和 $B=1$, 则 $AB=1$, 其它情况下 $AB=0$; 逻辑和: 如果 $A=1$ 或 $B=1$, 则 $A+B=1$, 如果 $A=0$ 和 $B=0$ 则 $A+B=0$ 。逻辑乘有时叫作“与”运算, 逻辑加叫作“或”运算。不难发现, 1的“与”运算即是0的“或”运算, 而1的“或”运算即是0的“与”运算。

存在着一些确定的规则, 根据这些规则可以把逻辑变量变换成逻辑代数。在一些教科书中对这些规则都有论述。利用上述变换能够显著地简化逻辑函数的表达式, 从而大大简化数字设备的逻辑电路。

一个变量相应有两个逻辑函数——迭代和“非”: $F=A$, $F=\bar{A}$, 在逻辑电路中它们相应于重发门和非门(图10.1a, 图10.1b)。

两个变量 A 和 B 相应有16个函数, 如表10.2所列。这16个函数中两个没有信息, 即与变量的类型无关(恒为1和0), 四个是单变量函数(与 A 和 B 恒等, 是 A 和 B 的非)。

随着变量数目的增加, 函数的数目急剧增加, 例如, 相应于3个变量有256个函数, 相应于4个变量就有65536个函数, 以此类推。因此, 在实践中如果需要构成含变量数目很大的逻辑装置, 则要以图10.1所示的基本电路组合起来。多输入端“与”门和“或”门及它们的组合电路则例外。

表10.2 逻辑函数表

函 数	表 达 式	名 称	电路符号表示
F0	0	恒等于 0	—
F1	$A \cdot B$	逻辑乘(与)	图10.1a
F2	$A \cdot \overline{B}$	禁止 A—B	图10.1e
F3	\overline{A}	恒等于 A	图10.1a
F4	$\overline{A} \cdot B$	禁止 B—A	图10.1d
F5	B	恒等于 B	图10.1a
F6	$\overline{A} \cdot B + A \cdot \overline{B}$	A 和 B 不同值(异或)	图10.1e
F7	$A + B$	逻辑和(或)	图10.1a
F8	$\overline{A + B}$	逻辑或非	图10.1g
F9	$\overline{A} \cdot \overline{B} + A \cdot B$	A 和 B 同值	图10.1u
F10	\overline{B}	非 B	图10.1b
F11	$A + \overline{B}$	蕴涵 B—A	图10.1k
F12	\overline{A}	非 A	图10.1b
F13	$\overline{A} + B$	蕴涵 A—B	图10.1l
F14	$\overline{A \cdot B}$	与非	图10.1m
F15	1	恒等于 1	—

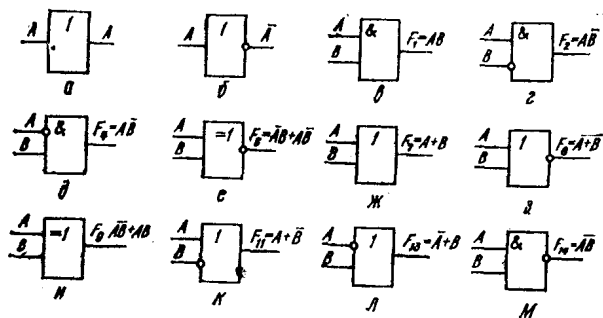


图10.1 单变量和双变量逻辑函数的电路符号表示

有大量的各种类型的逻辑器件制成了集成电路。图10.2列出了集成电路逻辑器件的一些类型：“与-非”电路(图10.2a)，即把若干个(一般为2、3、4、8甚至12个)变量相“与”后再倒相的电路，其符号表示为ЛА；“或-非”(图10.2б)电路，符号表示为ЛЕ；“与”(图10.2в)电路，符号表示为ЛИ；“或”(图10.2г)电路，符号表示为ЛЛ；“非”(图10.2д)电路，符号表示为ЛН；重发器电路K155ЛП9(图10.2е)；等价电路K155ЛП(图10.2ж)； 2×2 “与-或-非”组合逻辑电路(图10.2з)，符号表示为ЛР。

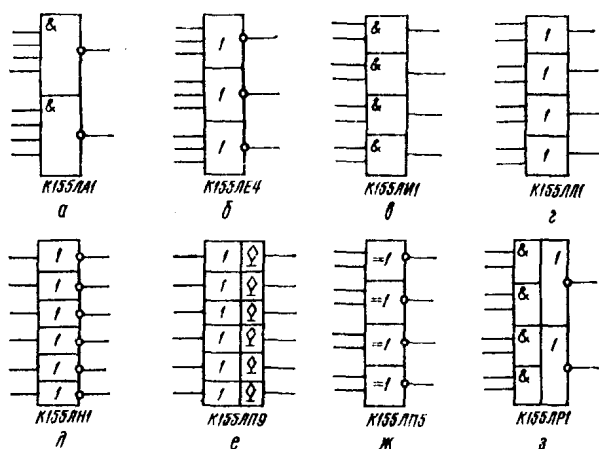


图10.2 集成电路逻辑器件类型

更复杂的逻辑电路有转换器、代码比较电路、择多逻辑单元、编码器、译码器、奇偶校验电路、双向开关等。

10.2.1 转换器(又叫选择器或多路转换器，图10.3)

它是一种由代码控制的多输入端单输出端的开关。通常输入端数为2的整数幂倍。图10.3给出了集成电路多路转换

器的一些例子，其中有2输入对1个输出的(图10.3a)，4个输入对1个输出的(图10.3б)；8个输入对1个输出的(图10.3в)，

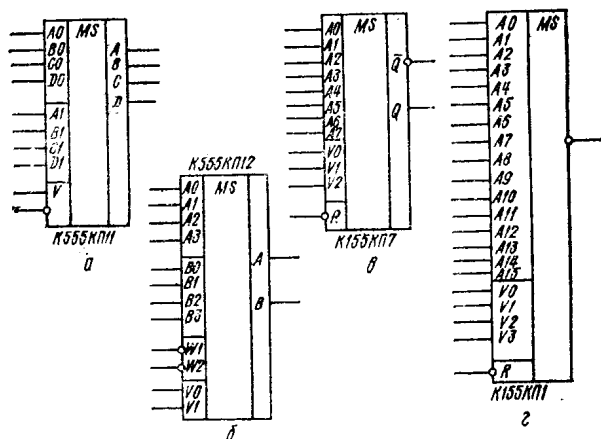


图10.3 集成电路多路转换器

16个输入对1个输出的(图10.3г)。相应地，它们的控制代码的位数 V 分别为1、2、3、4。通常，转换器都有选通输入端，以便能够使转换器的输出闭锁(R)，或使其转入第3态(W)。

10.2.2 代码比较电路(数字比较器，图10.4)

该电路用来比较两个 n 位输入代码 X 和 Y ，并把3个结果中的一个输出： $X > Y$ ， $X = Y$ ， $X < Y$ ，因而有3个相应的输出端。在TTL系列集成电路中，有K555CП1型数字比较器，在MOS系列集成电路中有564ИП2型数字比较器。为了增加输入代码的位数，还考虑了 $X > Y$ 、 $X = Y$ 和 $X < Y$ 3个输入端，同类型集成电路的输出端相应地接到这些输入端上(图10.4 a)。

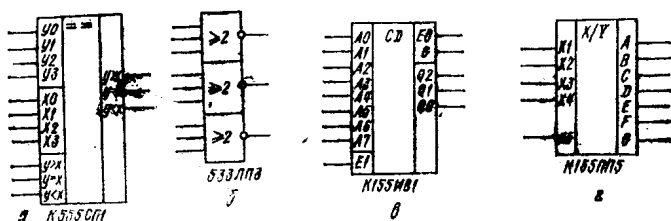


图10.4 逻辑电路

a—代码比较电路；б—择多逻辑单元；в—编码器；г—七段显示器用的译码器

10.2.3 择多逻辑单元(МЭ)(图10.4б)

在输入端有 n 个输入变量，如果其中 k 个以上其值为“1”，则择多逻辑单元的输出为逻辑“1”，否则为逻辑“0”。有 $n=3$ 、 $k=2$ 的集成电路择多逻辑单元，其中TTL系列的型号为533ЛПЗ，MOS系列的型号为564ЛП13(图10.4б)。

10.2.4 编码器(图10.4в)

它是一种把单元码转换成二进制码的装置。K155MB1型优先级编码器(图10.4в)就是一个例子，其输出端上的3位二进制码指示出等于“1”的最高位的序号。

10.2.5 译码器(图10.4г)

它是把二进制码转换成单元码的一种器件，它一般有 p 个输入端和 2^p 个输出端。图10.5a、б给出了集成电路译码器的实例：K155ИД3型，它有4位二进制输入端和16个单元码输出端；K531ИД14П型，它有2位二进制输入端和4个单元码输出端。也经常用到有10个输出端的译码器，例如用来连接指示灯的K155ИД1型译码器。还有为7段数字显示器产生代码的译码器，如K155ПП5(图10.4г)等。

10.2.6 奇偶校检电路(也叫模2加电路)

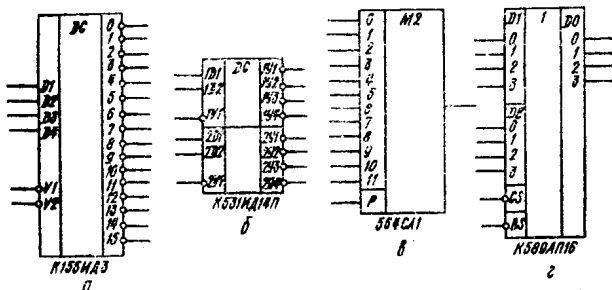


图10.5 逻辑电路

a、b—集成电路译码器；a—奇偶校验电路；c—双向开关

当该器件输入端上“1”的个数为偶数时，其输出端给出逻辑“1”，“1”的个数为奇数时，给出逻辑“0”。TTL系列集成电路中有K155ИП2型8输入端奇偶校验电路；MOS系列集成电路中有564CA1(图10.5b)型12输入端奇偶校验电路。控制端 p 可使电路的功能相反(“0”代替“1”或相反)。

10.2.7 双向开关(总线形成器, 图10.5c)

在电子计算机或微处理器中，为了把数据传送到总线上去，或者从总线上取下数据，需要把有关电路与总线接通，以便转接信号。双向开关就是为了这个用途而设计的。例如K589АП16型开关(图10.5c)，其 DB 各输入端接到数据总线。如果输入端 CS 和 BS 置“0”，则数据从 $D1$ 各输入端传送到 DB 各输入端(即送到总线上)；如果 $CS=0$ ， $BS=1$ ，则数据从 DB 各端送到 DO 各端；如果 $CS=1$ ，则 DB 全部断开。

10.2.8 可编程逻辑阵列

这是一个用户可根据自己的需要向其中置入逻辑结构的器件。它是以只读存储器为基础构成的。556PT1是可编程

逻辑阵列的一个实例，它有16个输入变量。

10.3 触发器、计数器、寄存器

前边介绍的逻辑电路，其输出函数或输出代码完全由输入变量决定，而与电路的以前状态无关。触发器属于另一种器件，其输出函数不仅取决于各输入端上信号的组合，而且还与这些信号加入以前电路的状态有关。计数器、寄存器以及某些类型的存储器都由触发器构成。经常用的触发器类型如下：

10.3.1 D触发器(图10.6a)

它有两个输入端——信息输入端 D 和节拍(时钟脉冲)输入端 C 。当输入端 C 上有节拍脉冲时，若 D 输入端上出现信号，则该信号便被写入触发器。

10.3.2 T-触发器(计数触发器，图10.6c)

它只有输入端 C ；每当送入一个节拍脉冲，触发器的状态就翻转一次。

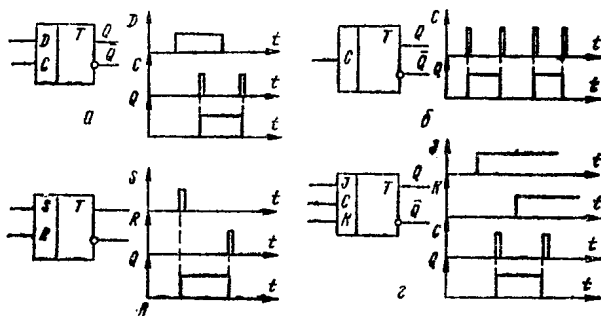


图10.6 触发器的类型：

a —D触发器； b —T触发器(计数触发器)； c —R-S触发器； d —JK触发器

10.3.3 R-S触发器(图10.6b)

它有两个信息输入端 R 和 S 。当把脉冲送入 S 端时,该触发器翻转,输出端 Q 呈现逻辑“1”状态;当 R 端送入脉冲时,触发器翻转为逻辑“0”状态。如果 R 和 S 为逻辑“0”,触发器保持某状态不变。把脉冲加到 R 和 S 端是不允许的。

10.3.4 JK触发器(图10.6a)

它有两个信息输入端 J 、 K 和一个节拍输入端 C 。如果 $J=1$ 、 $K=0$,则该触发器的工作情况和 D 触发器相似,即把“1”写入,输出端 Q 为逻辑“1”;当 $J=0$ 、 $K=1$ 时,它的工作状态也与 D 触发器相似,但这时 Q 输出端不是“1”,而是“0”;当 $J=0$ 、 $K=0$ 时,触发器保持某种状态;当 $J=1$ 、 $K=1$ 时,它的工作状态象一个计数触发器那样。

10.3.5 集成电路触发器的类型(图10.7)

D 触发器产品中有4个或6个组装在一个壳体里的组件(图10.7a)。TTL系列 D 触发器组件的型号有:K155TM5,

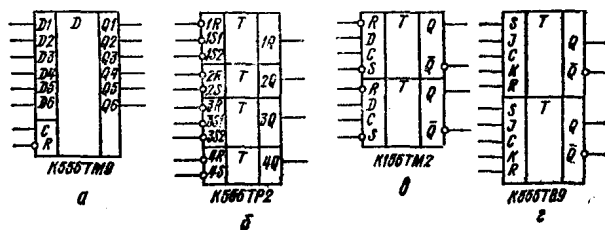


图10.7 集成电路触发器的类型

K155TM7, K155TM8, K555TM9; MOS系列的型号有564TM3。TTL系列 RS 触发器组件型号有K555TP2(图10.76); MOS系列的型号有564TP2。K155TM2(图10.7c)是

一种通用触发器,它可以用作 D 触发器,也可以用作 RS 触发器,如果把输出端 \bar{Q} 与输入端 D 连接起来(MOS系列中的564TM2型)还可以作为计数触发器。通用性最强的是带 TB 标志的型号,它们可以用作上述所有4种触发器;TTL系列中这类触发器的型号有:K155TB1, K555TB6, K555TB9(图10.7e), K531TB10П, K155TB15; MOS系列中这类触发器的型号是564TB1。

10.3.6 计数器(图10.8)

这是一种把送到其输入端的脉冲数目转变为数字代码的器件。有纯二进制计数器,也有其它进制的(最常见的是十进制的)计数器。根据工作特点,计数器有异步计数器和同步计数器两类。在异步计数器中,每个下一级的翻转靠上一级电压的跳变来触发,结果,其中每一位都产生一定的时延。同步计数器中,每一级的翻转靠输入的节拍脉冲触发,而這些拍脉冲是否送入该级取决于前一级的状态。结果,计数器每一位上的电平变化同时(同步)进行。

目前有大量的各类集成电路计数器产品,它们可以满足各种使用要求。在155系列中有预先设定计数容量的异步计数器: K155ИЕ2(图10.8a), 其计数容量为10; K155ИЕ4, 计数容量为12; K155ИЕ5, 计数容量为16。在这些计数器

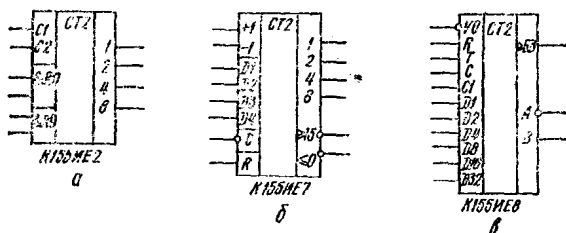


图10.8 集成电路计数器的类型

中,除3节拍脉冲输入端 C_1 、 C_2 以外,还有置“0”输入端 R (在K155IE2中还有置9输入端)。同步计数器,例如有K155NE6型十进制计数器和K155IE7(图10.86)二进制计数器。这些计数器可以把输入脉冲相加(代码增长)计数,也可以相减(代码减小)计数。为此把输入脉冲相应地送入输入端+1或送入输入端-1就可以了(这类计数器叫作可逆计数器)。此外,计数器有信息输入端 D_1 — D_4 。如果把数字代码加到这些输入端,把节拍脉冲输入到输入端 C ,则该代码即被写入到计数器,即它就象一个四位一体的 D 触发器那样翻转。该器件还有溢出端(大于或等于15,小于或等于0)。有了输入端 D 、 C 和溢出端,就可以利用这类计数器获得任意的计数容量。例如,如果把“ ≤ 0 ”端与输入端连接起来,把代码0100送入输入端 D 的各位,节拍脉冲加到输入端-1,则计数器输出端上的值将随着每个节拍脉冲按下列代码顺序变化:0100, 0011, 0010, 0001。在出现了0000状态以后,输出端“ ≤ 0 ”上的脉冲把计数器重新置回0100状态。这样计数容量等于4(即等于加到输入端 D 各位上的代码0100)。K155IE8(图10.86)型计数器能把送到输入端的脉冲频率分频 $M/64$ 次,其中 M 是加到输入端 D_1 — D_3 上的6位数,输出脉冲从输出端 A 取出。K155NE8集成电路可以两块级联,这时 M 变成12位数。级联时,第一块电路的输出端“ ≥ 63 ”与第二块电路的 V_0 和 C 相连,第一块电路的输出端 A 与第二块电路的输入端 C_1 相连,节拍脉冲加到两块电路的输入端 T 上,输出信号从第二块电路的输出端 B 取出。

在MOS系列集成电路中,还有更复杂的计数器:数字式电子表用的计数器,它包括秒、分、时分频器,以及日历,其型号为K176IE17和K176IE18;位数达14、15二进制位

的计数器，型号K176ИЕ12和564ИЕ16；可编程计数器，其计数容量可置成从1到大约18000，型号为564ИЕ15；为配合数字显示器专门研制的带输出译码器的计数器，其中有十进制的（如K176ИЕ8）和七段的（如K176ИЕ3，K176ИЕ4）；还有基数可变计数器，如564ИЕ14型计数器，如果在输入端2/10为逻辑“0”，则它为二十进制计数器。

10.3.7 寄存器(图10.9)

它是一种能把并行码变换为串行码或把串行码变换为并行码，以及保存数字信息的器件。在电子计算机和其它设备中，当信息从一个单元传送到另一个单元时，寄存器常常作为缓冲存储器。

有各种规格型号和用途不同的集成电路寄存器产品。图10.9a给出了K155ИР13型多功能8位寄存器的例子。它可工作在以下状态：代码并行写入，这时代码加到输入端D0—D7，输入端S1、S0为“1”，输入端RD、DL和R为“0”，如果在输入端C上加入电压正跳变沿，则其输出端0—7上将重现输入代码；代码串行写入，这时如果要求信息沿着输出端从0到7的方向移动（右移），则代码送到输入端DR，如果要求信息从输出端7到0的方向移动（左移），则代码加到输入端DL。节拍脉冲加到输入端C，每加入一个节拍脉冲代码就移一位。右移时S0=1，S=0，R=1，DL=0；左移时S0=0，S1=1，R=1，DL=0。除了这些工作状态以外，还有信息寄存状态（S0=0，S1=0，R=1）和复位状态（S0、S1、R=1）。下列型号的4位寄存器是多功能的：K155ИР1、K155ИР15、K555ИР16（TTL），564ИР2、564ИР9（MOS）。还有位数更多的信息只串行输入的寄存器，它作为数字延时器用，例如K176ИР4型寄存器是64位的；集成电路505ИР6内封4

个寄存器，每个有256位。

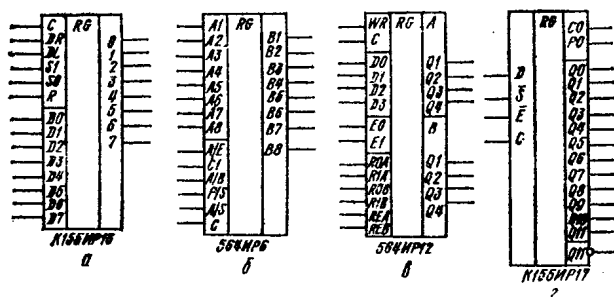


图10.9 集成电路寄存器的类型

为了数字计算设备接口，人们研制了可逆寄存器，其并行信息代码的输入和输出端可以互换使用。564MP6型寄存器(图10.96)就是一例。如果 $A/B=1$ ，则 $A1—A8$ 就是输入端， $B1—B8$ 是输出端；如果 $A/B=0$ ，则情况相反。该寄存器也是多功能的：当 $P/S=1$ 时，信息码并行写入； $P/S=0$ 时，信息码从输入端 C 串行写入；如果 $A/S=0$ ，则信息的写入与输入端 C 上加的正跳变同步进行，如果 $A/S=1$ ，则信息的写入异步进行，即在无节拍脉冲的作用下，把加到输入端的代码写入寄存器。最后一个功能是，输入端 A 受 A/E 的控制，如果 $A/E=0$ ，则输入端 A 与寄存器断开。

多用途寄存器，就其性能而言，近似于内存贮器，其中存贮的，不是象其它一般寄存器只有一个字，而是几个字。例如564MP12型寄存器，其存贮量是 4×4 比特(即4个4位字)，见图10.9c。但与内存贮器不同的是该寄存器可同时取2个字：第一个字由地址 $R0A$ 、 $R1A$ 给出，并且送到输出端 A ；第二个字由地址 $R0B$ 、 $R1B$ 给出，并且送到输出端 B 。因

此,有时这类寄存器叫作高性能内存贮器。把代码写入寄存器,是在输入端 WR 有允许电平并把节拍脉冲加到输入端 C 的条件下,按照地址 $E0$ 、 $E1$ 进行的。也可以把输出端 A (根据输入端 REA 上的电平)或输出端 B (根据输入端 REB 上的电平)断开。这类寄存器, MOS系列中有564ИP11, TTL系列中有K155ПП1和K155ПП3。

一种特殊类型的寄存器是逐次逼近式寄存器,它常用在模/数转换器中(图10.9a)。信息从比较器送到寄存器的输入端 D 。信息写入寄存器每位需要两个节拍,节拍脉冲加到输入端 C ,在第一个节拍,例如,第 Q_{11} 位写“1”,在第二个节拍,根据输入 D 上的电位,这个“1”或者被确认,或者被撤掉,然后把 Q_{10} 写“1”,以此类推。结果,经过24个节拍写入的数字呈现在输出端 $Q_0—Q_{11}$ 上,在数值上它与加到比较器上的模拟量等效。输入端 E 是寄存器的允许工作端($E=0$), S 是起动触发输入端, DO ——串行代码输出端, CO ——变换终止脉冲输出端。逐次逼近式寄存器的型号, TTL系列中有K155ИP17,在MOS系列中有564ИP13。

10.4 运 算 器

运算器的主要功能是完成数字代码的各种运算,其中主要的是加(减)法和乘法运算,其它运算可通过加法和乘法来实现。运算器有串行工作方式的和并行工作方式的两种。在计算机和微处理器中主要采用并行工作方式的运算器。为这种运算器人们研制了集成电路加法器和乘法器,以及多功能电路——算术-逻辑器件(АЛУ)。

10.4.1 加法器(图10.10a)

它是一种能够完成两个数相加的器件。对于一位二进制数而言，加法器是一种具有两个输入变量(A, B)和两个输出函数的器件(如果 $A, B=0$, 或 $A, B=1$, 则和 $S=0$; 如果

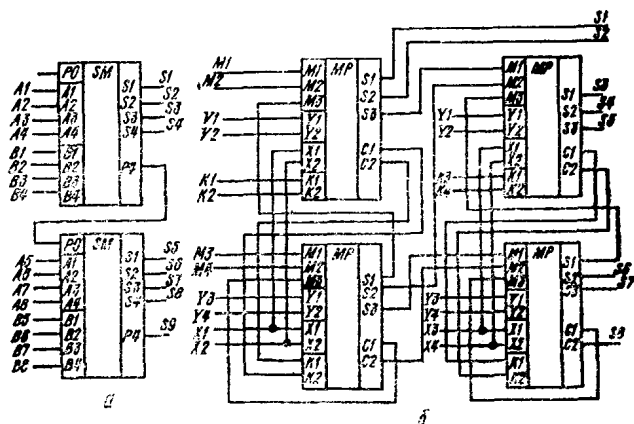


图10.10 多位加法器(a)和乘法器(b)的构成

$A=0, B=1$ 或 $A=1, B=0$, 则和 $S=1$ 。如果 $A, B=1$, 则进位 $P=1$, 其它情况下 $P=0$, 即 S 是“异或”函数, P 是“与”函数。如果再加上第三个变量——从低位来的进位, 则将组成全加器, 其和 $S=\bar{A}\bar{B}r + \bar{A}B\bar{r} + AB\bar{r} + A\bar{B}r$, $P=AB + Ar + Br$ 。 n 位并行加法器由 n 个一位加法器组合而成, 这时低位的进位输出端 r_{i-1} 接到下一位的进位输入端 r_i 。TTL集成电路加法器的产品型号有K155ИМ1(一位加法器), K155ИМ2(二位加法器), K155ИМ3(四位加法器); MOS系列中有4位加法器, 其型号是564И1。图10.10a所示是由两个四位加法器构成8位加法器的情况。

减法通过补码的加法运算来实现, 就象一般的原码加法运算一样。如果两个减数的差值大于零, 则运算结果由原码

表示, 如果差值小于零, 则结果用补码表示。让我们举一个例子: $7-5=2$, $7=0111$, $5=0101$, 5 的补码为 1011 (即 11 , 因为 $5+11=16=2^4$), 则 $7-5$ 的运算表现为 $0111+1011=10010$, 把结果的第 5 位去掉 (进位) 就剩下 $0010=2$ 。如果要进行 $5-7=-2$ 的运算, 则: 7 的补码等于 $9=1001$, 两个代码相加后得 $0101+1001=1110$, 即 14 , 它是 2 的补码。因此, 在进行减法运算时, 必须把其中的减数变成补码, 方法是先取其原码的反码, 然后加 1。

10.4.2 乘法器 (图 10.106)

我们以一个例子来说明二进制数乘法的运算步骤。如 $5 \times 7=35$: $101 \times 111=00101+01010+10100=100011$ 。可见两数相乘就是把被乘数逐次移 0、1、2... 位后作为被加数加起来 (如果乘数的某位是 0, 则相应的被加数为 0)。在这种情况下, 乘法器由加法器和寄存器构成 (寄存器的用途是为了移位); 完成两个 n 位数相乘的时间等于完成 $n-1$ 个加法操作和 $n-1$ 个移位操作的时间。

有小位数的集成电路乘法器产品, 例如 564ИП5, 它能实现 $S=XY+K+M$ 运算, 其中 X, Y, K, M 都是 2 倍数。为了增加位数, 可以把几个集成电路块组合起来。图 10.106 给出的就是把上述几块集成电路连接成实现 4 位数 X, Y, K, M 相乘的电路。在 TTL 系列中, 集成电路乘法器的型号还有 K531ИК1П, K531И2П。

10.4.3 算术-逻辑器件 (图 10.11)

它是一种多功能器件, 能对输入的两个数 A 和 B 进行各种算术运算和逻辑运算。TTL 系列集成电路中, 4 位算术-逻辑器件的型号是 K155ИП3, MOS 系列中其型号是 564ИП3。图 10.11a 给出了算术-逻辑器件的引脚功能图。在该器件中有

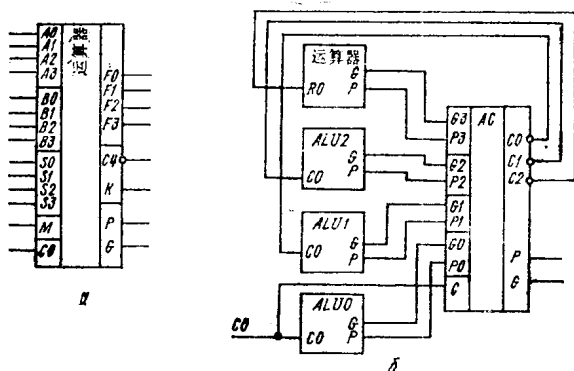


图10.11 算术-逻辑器件(a)及其与快速移位电路的配接(b)

A、B两数的输入端(A0—A3, B0—B3), 控制输入端S0—S3和M, 进位输入端C0, 结果输出端F0—F3, 进位输出端C4, 代码相等(A=B)输出端K, 以及为快速移位电路提供的输出端P和G。表10.3列出了在输入端S0—S3和M上信号的各种组合情况下, 算术-逻辑器件所完成的一些运算。

由表可见, 当M=1时, 对A和B可实现16种逻辑运算(参见表10.2); 当M=0时, 也还能实现算术运算, 这时用符号“++”表示算术相加, 用“+”表示逻辑相加, “·”表示乘(只有逻辑乘); A1表示右移1位后的数A。

让我们看一下利用算术-逻辑器件的一些例子。数的加-减: 在S3—S0=1001, M=0状态, 4位数相加(与K155ИМ3型加法器中的情况相同); 在S3—S0=0110、M=0状态, 4位数相减。两数相比较: 为此置相减状态S3—S0=0110、M=0、C0=1, 当A=B时, 在输出端K出现逻辑“1”, 当A>

表10.3 算术-逻辑器件所完成的运算

输入端状态				输入端 M 的状态	
S3	S2	S1	S0	M=1	M=0
0	0	0	0	\overline{A} F12	$A++1$
0	0	0	1	$\overline{A+B}$ F8	$(A+B)++1$
0	0	1	0	$\overline{A \cdot B}$ F4	$(A+\overline{B})++1$
0	0	1	1	0 F0	0
0	1	0	0	$\overline{A \cdot B}$ F14	$A++A \cdot \overline{B}++1$
0	1	0	1	\overline{B} F10	$(A+B)++A \cdot \overline{B}++1$
0	1	1	0	$\overline{A \cdot B+B+A \cdot \overline{B}}$ F6	$A-B$
0	1	1	1	$A \cdot \overline{B}$ F2	$A \cdot \overline{B}$
1	0	0	0	$\overline{A+B}$ F13	$A++A \cdot B++1$
1	0	0	1	$\overline{A \cdot \overline{B}+A \cdot B}$ F9	$A++B++1$
1	0	1	0	B F5	$(A+\overline{B})++A \cdot B++1$
1	0	1	1	$A \cdot B$ F1	$A \cdot B$
1	1	0	0	1 F15	$A++A1++A++1$
1	1	0	1	$A+\overline{B}$ F11	$(A+B)++A++1$
1	1	1	0	$A+B$ F7	$(A+\overline{B})++A++1$
1	1	1	1	A F3	A

B时, 输出端C4=0, 当 $A \leq B$ 时C4=1。取数A的绝对值: M=1, 在输出端S3—S0上并行地加上数的符号电位, 如果 $A > 0$, 则所有S=1, 如果 $A < 0$, 则所有S=0; 如果在S3、S1上加“1”电位, 在S2、S0上加“0”电位, 并且当数B的符号改变时互换上述电位, 则对数B也能进行同样的操作。把二十进制代码变换为二进制代码: 为此把二十进制代码的低4位送到输入端A, 把第5位(十位)送到输入S3、S0, 输入端S2、S1置“0”, 把数字10(1010)加到输入端B, 并使M=0, C0=1。从表11.1可见, 只要输入端上的数小于10, 即第5位为“0”, 则二进制代码和二十进制代码的值是相同的; 如果第5位是“1”, 则需在输入端A上的数再加上10(1010)。

其它进制代码的变换，也基于这一原理。

通常，为了增加算术-逻辑装置的位数，人们把前一个算术-逻辑器件的输出端C4接到下一个该类器件的输入端C0。但是，当位数很多时，这种作法会使运算的时间增大，因为一位一位地进位次数很多。为了加速进位过程，人们采用K155ИП4(TTL)电路或564ИП4(MOS)电路。一块集成块包含4只算术-逻辑器件。算术-逻辑器件与加速进位集成电路的连接属于图10.116。

10.5 存 储 器

存储器的用途，是以二进制代码的形式接收、保存和输出信息。在通用计算机中，存储器分为外存储器和内存储器。外存储器通常具有很大的容量，如 10^{11} 比特，它由磁盘和磁带构成。内存储器由集成电路构成，其容量小于 10^7 比特。

根据所完成的功能，存储器又分为操作存储器和永久存储器。操作存储器只在接通电源的条件下写入、保存和读取信息，而永久存储器在关掉电源的情况下也能保存信息。

存储器的主要参数是信息容量和工作速率。现代存储器的容量都选为等于 2^{2n} ，其中 $2n$ 为二进制地址的数目。例如当 $2n=8$ 时，容量 $N=256$ 比特，当 $2n=10$ 时， $N=1024$ 比特，等等。存储器其存储空间的组织有各种方法。通常存储器有一个写入端和一个读出端，这种组织方法用 1×1024 表示。也可以有多个写入端和读出端，如 4×256 ， 8×128 等。存储器的速率用改变地址的最高可能频率来评价。它与存储器的制造工艺有关：对于发射极耦合逻辑工艺，频率达20MHz，对于TTL工艺，频率达5MHz，对于MOS工艺，频率达1—1.5

MHz。

操作存储器 根据存储单元的类型，操作存贮后可分为静态存储器和动态存储器两类。在静态存储器中，存储单元为触发器，在动态存储器中，存储单元为电容器。在静态存储器中，在接通电源的条件下，“0”、“1”电位可以保持任意长的时间，在动态存储器中，在存储电容器上的电压因放电而逐渐下降，从而必须周期性地补充充电(再生)。

存储器包括相当数量的存储单元的控制电路。送到控制电路的外部信号是信号 WR (读-写状态的切换信号)和信号 CS (芯片选择信号)。当 $WR=1$ 时，存储器处于读状态， $WR=0$ 时，存储器处在写状态； $CS=1$ 是存储器的信息保持状态， $CS=0$ 时存储器处于工作状态。

在动态存储器中，除了有 WR 和 CS 信号输入端以外，还有再生(刷新)输入端。例如565PY1型存储器中的 CF 即为这种输入端，应把周期性脉冲信号送到该输入端。控制电路还要对地址译码，以便访问所需要的存储单元。在现代存储器中，存储单元的地址都由二进制代码表示，例如地址输入端上的代码1001011表示需要访问第147号存储单元。因此，控制电路要有译码器。

动态存储器的容量通常比静态存储器的容量大。动态存储器K565PY1一块集成电路的容量为65536比特。这种存储器的地址为16位。为了不增大集成电路外壳的尺寸，人们采用了地址多路复用技术，即地址分段传送。也以K565PY1为例，就是先把16位地址中的8位送到该集成电路的8个地址输入端，并通过RAS信号写入存储器以后，再把剩下的另8位地址信号送到上述8个地址输入端，用CAS信号写入存储器。RAS和CAS同时又是刷新信号。

目前有大量的各类集成电路存储器产品。静态存储器产品中，CMOS工艺系列的有K176PY2、564PY2 (1×256)、537PY1 (1×1024)、537PY2、537PY3 (1×4096)；NMOS工艺系列的有132PY1、132PY2、132PY3、132PY4 (1×1024)、132PY5 (1×4096)、132PY6 (1×16384)、565PY2 (1×1024)；I²L工艺系列的有K541PY1 (1×4096)、K541PY2 (4×1024)；TTL系列的有K155PY5 (1×256)、K155PY7 (1×1024)；发射极耦合逻辑系列的有500PY415 (1×1024)。动态存储器主要是NMOS工艺系列产品，型号有K565PY1 (1×4096)、K565PY3 (1×16384)、K565PY5 (1×65536)。

计算机和其它数字设备的存储器通常都包括大量的操作存储器集成电路。用多个集成电路来扩展存储容量的例子如图10.12所示。由集成电路D1—D4构成的第一计数器产生16

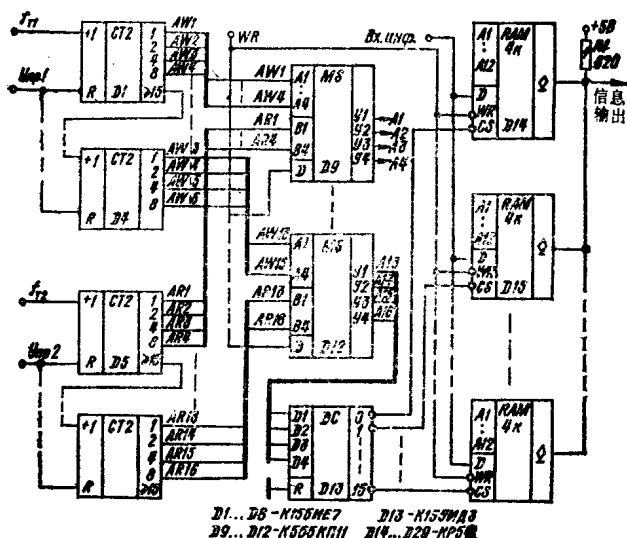


图10.12 大容量操作存储器的构成实例电路

位写地址 $AW1—AW16$,由集成电路 $D5—D8$ 构成的第二计数器产生读地址 $AR1—AR16$ 。这些地址送到由集成电路 $D9—D12$ 构成的转接器,在写状态,送到其输入端的是 $AW1—AW16$,在读状态送入的是 $AR1—AR16$ 。控制地址切换的是信号 WR ,该信号控制着操作存储器集成电路 $D14—D29$ 的读-写工作状态。在该实例中,每个操作存储器的集成电路有12个地址输入端(当用 1×4096 型集成块时)。因为地址为16位,所以把其中12位直接送到地址输入端,另外4位送到译码器 $D13$,该译码器的16个输出端接到16块操作存储器集成电路的芯片选择(片选)输入端 CS 。这样,任何时刻只有一块集成电路被选中而处于工作状态,其它都处在保存状态。在不同拍频 f_{r1} 、 f_{r2} 作用下,电路(图10.12)可以不同的速率进行读、写操作。

永久存储器 这种存储器分为三个类型。第一类是由制造厂编程的。这类存储器中写入的是函数表、常数、符号表(符号产生器)。由集成电路505RE3派生的一些器件都可以作为这类存储器的例子。例如,在505PE3(0002,0003)中写入了俄文和拉丁文字母、数字,可用 7×9 点阵把它们图象在显示器上展示出来。在505PE3(0068—0071)中写入了正弦函数表,568PE1中写入了俄文和拉丁文字母、数字及其它符号(字符产生器)。也有用TTL工艺制作的字符产生器(如K555PE4)。有容量很大的已写入了复杂指令的永久存储器产品,例如KP568PE3(8×16384)集成电路,它注入了汇编程序语言文本编辑程序。

第二类是程序一次编入的永久存储器。在这类永久存储器中,用户自己可以写入那些以后不需要改变的数据(函数表等)。556系列集成电路就是这类存储器,具体型号有556

PT4(4×256)、556PT5(8×512)、556PT7(8×2048),以及其它系列的集成电路,如K155PE3(8×32)、541PT1(4×256)等。

第三类是可重新编程的永久存储器,它允许多次改变其中的信息。新的信息用电的方法写入,然后可用某种方法擦除不同的信息。这类存储器分为电擦除永久存储器(如558PP1, K1601PP1, 其容量相应为 8×256 , 4×1024)和紫外线擦除永久存储器(如K573PΦ1, K573PΦ2, 其容量分别为 8×1024 和 8×2048)。紫外线擦除的方法是用紫外线束流经过集成电路外壳的窗口辐射30分钟。在微处理器中,永久存储经常用来写入程序。

10.6 电子计算机的构成

在人工进行计算时,都是先写下算题的条件,即已知数据和计算公式,然后作出计算的中间结果和最终结果的表格,把公式分解成一些单一的运算操作,然后按一定的顺序逐一进行运算。随着这些运算的进程产生一些中间结果,把这些中间结果列入表中,以备下一步运算时引用。用机器自动地完成计算时也和上述情况一样,需要往计算机中输入已知数据和计算程序。电子计算机应该包括:1)运算器,用来完成计算;2)存储器,用来保存中间结果和最终结果;3)输入/输出设备,用以输入数据和输出运算结果;4)控制器和操作员的手控操纵台,用来控制操作。电子计算机的典型构成如图11.13所示。

电子计算机的主要部件是处理器,它包括运算器和控制器。处理器和其它部件通过总线互相联系。总线是一组导线

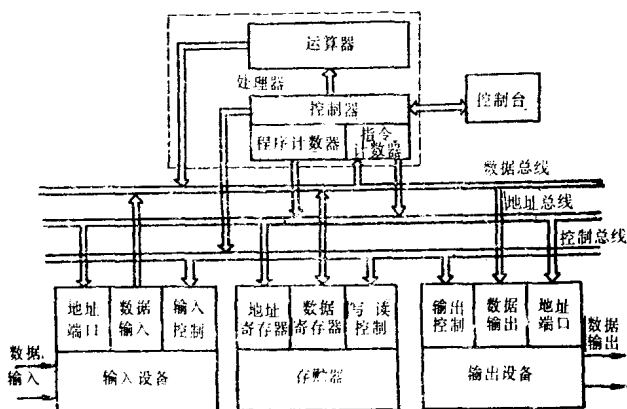


图10.13 电子计算机的构成

(导线数目根据所处理的信息位数而定)，它接受以一些逻辑“1”或“0”表示的某部件的信息字，然后把它们传送给相应的其它部件，而每个部件既可能是信息的发送部件，也可能是信息的接收部件。各部件利用总线的先后次序由控制器决定。可能有一条总线，也可能有几条总线，例如图10.13所示的电子计算机结构就有三条总线：数据总线，地址总线和控制总线。总线越多，计算机的速度越快，但控制越复杂。

10.6.1 处理器

电子计算机的工作程序从操作台或经过输入设备(借助穿孔卡片或穿孔带等)输入到处理器的控制器。借助这些程序，控制器决定计算机各部件的工作顺序，产生访问其它部件的地址，产生同步信号和控制信号，控制运算器工作，以便根据程序完成必要的算术和逻辑运算。

10.6.2 存储器

内存储器(操作存储器)可按不同的原则组织:按地址原则,按相关原则,按堆栈原则。在地址式存储器中,信息的布置和寻找,都以该信息(数字)的存放地址,即存放该信息(数字)的存储单元的序号为基础。把数字写入存储器,或从其中读取数字时,在程序的指令中都要指明地址。在相关式存储器(内容定址存储器)中,所需要的信息根据给定的标志在全部存储单元中寻找。因此,往存储器中写入信息时不仅要写入该数本身,而且还要写入数标,以便根据数标找到所有带该标志的数。在堆栈式存储器中,存储单元之间连成串联的链路。在向链路的最后一个单元写入信息时,原先在该单元中的数被重新写到前一个(倒数第二个)单元,依此类推。数写入的越早,它沿着链路走下去越远(越接近栈底)。在读取时,首先读出的是最后写入的数字,然后按后进先出的顺序读取其它的数字。

外存储器是机-电型的,信息存在磁盘或磁鼓上,写入和读取信息都借助磁头。这种存储器的容量可达 10^{11} 比特。

输入/输出设备 它包括:

1. 以便于计算机读取的方式(穿孔卡片、穿孔带、磁性卡)或便于操作员读取的方式(图表、印刷文本、表格)长期保存信息的设备。这类技术设备有磁记录设备、穿孔机、摄影记录器、打字机、自动记录器等。

2. 操作员与计算机交互作用的设备,包括输入操作装置(键盘、光笔、送话器)和操作显示装置(数字显示器,CRT显示器,音频信号指示器)。

3. 电子计算机与受控设备的耦合装置——变送器,模/数转换器,转接器。处理器和输入/输出设备之间有两类交互作用:程控式和自主式。处理器转换到与输入/输出设备

工作叫作“中断”。在程控式交互作用的情况下。中断写入程序，事先按计划安排好中断的操作(例如处理器完成某个函数的计算以后就把结果打印出来，或者输出到显示装置，以便在屏幕上显示)。在第二种情况下，在计算过程中申请中断(例如，从被控设备送入新的数据，根据这些数据需要对计算进行修正)。

有一种输入-输出装置叫作“接口”，它是不同计算机之间或者计算机与其它电子设备之间的互连装置。

10.6.3 程序设计

解算任何一个题，都需要以基本的运算形式写出运算操作的序列(算法)。这个操作序列就叫作程序，而这个程序的每个单元叫作指令。最简单的电子计算机，例如可编程微计算器，其指令由两部分构成：操作符号(码)和存储单元序号(地址)，该单元保存着计算机当前需要的数据，或往其中写入数据(或者只是操作码)。例如，“电子B3-21”牌微计算器，其程序中的P7表示需要把寄存器中的数写入到存储器的第7号单元。微处理器一般采用汇编程序设计语言编写程序，这种语言采用助记符。用助记符编写程序对程序量来说比较方便，而且它比较接近于机器语言。在电子计算机中，每个符号都写成数字代码，例如“减法”的数字代码是011010，“写入存储器”的数字代码是001110。直接用机器语言编写程序十分令人厌烦。因此人们先用汇编语言编写好程序，然后再翻译成机器语言代码。

但是，一个包含几百甚至几千个操作的复杂程序，用助记符来编写也是一件很繁重的劳动，而且也存在着许多缺点。因此人们研究出了ALGOL、FORTRAN等这类面向过程的高级语言。在这些语言中，用通用的符号表示法把计算过程写

成与机器无关的运算步骤序列，使编制出来的程序很紧凑。但是要把这种程序翻译成机器语言代码，用人工的方法是不可能的，这项翻译工作由专门的程序——翻译程序来完成。

面向过程的语言的进一步发展是面向问题的语言，它们利用的语句更接近于用户术语(如PL/M，BASIC等)。

10.6.4 电子计算机的类型

根据解题的规模和复杂程度，电子计算机分为微型机和大型机。微型电子计算机是在微处理器技术基础上构成的，它包括微计算器、专用微型计算机(数字程序控制设备，控制器)和通用微型计算机。微型计算机成批量地生产，其型号例如有“电子60”、“电子C5-21”。微型计算机广泛用于科学计算、生产及工艺过程自动化控制系统和设计自动化系统。

大型电子计算机在程序规模、存储器的容量等方面都是巨大的，并且具有很高的运算速度。一般，这类计算机都是固定式的，并且安装在专门的机房中。目前，在苏联，大型机都以统一系列规范生产，例如有3BM EC-1045、EC-1033及其它一些机型。

10.7 微 处 理 器

在结构方面，微处理器类似于大型计算机的处理器，它们都是按照程序来处理信息的。微处理器这一叫法本身，是由于它是由一块或几块集成电路构成的。微处理器是微型计算机的一个功能组成部分。

一般，微处理器包括运算器、寄存器陈列和控制器。下面以580系列微处理器为例来分析一下微处理器的结构。图10.14给出了580系列的KP580UK80型中央处理器的引脚图

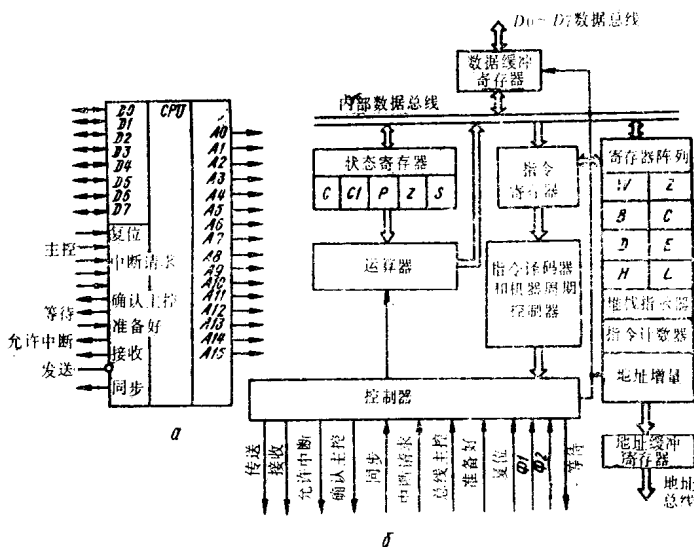


图10.14 KP580IK80中央处理器(a)和它的结构(b)

及其结构。其中,运算器保证二进制或二-十进制数的算术和逻辑运算,以及移位操作。寄存器阵列的用途是接收、保存和输出参与程序执行过程的各种信息。程序计数器用来接收、保存指令的当前地址。在指令的每个字读出以后,该计数器的内容自动加1。堆栈指示器用于接收和保存堆栈单元的地址。控制器产生机器节拍和周期,用以协调微处理器全部指令的执行操作。指令寄存器接收沿数据总线送入微处理器的指令。指令译码器对指令译码并产生微操作信号。

微型电子计算机的功能框图如图10.15所示,它包括微处理器 МПКР580UK80、由 KP580ГФ24 集成电路构成的节拍脉冲产生器、可重新编程永久存储器 ППЗу、操作存储器 ОЗу、由寄存器RG2和RG3构成的信息输入/输出装置、用来

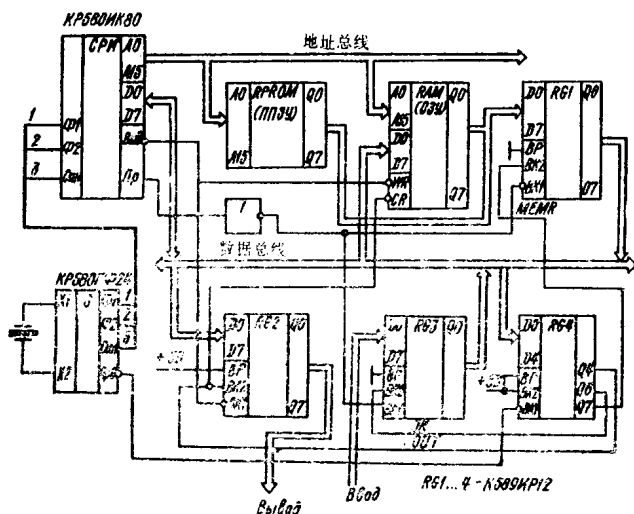


图10.15 由580系列微处理器构成的微计算机

把信息从O3y和 ППЗУ 输送到数据总线上的缓冲寄存器 RG1 以及用来保存叫做“标志字”的寄存器RG4。

节拍脉冲产生器的工作频率由石英晶体谐振器决定。微处理器的指令可能需要1~5个机器周期，每个机器周期包括3—5个节拍。580系列微处理器的特点是，在每个机器周期开始，微处理器在分析了程序的当前指令之后便产生8个标志，这些标志构成一个8位字并被输出到数据总线上；这8个标志是：JNTA——中断响应开始标志；WO——表示在该周期要向存储器写入信息或从中读取信息的标志；STACK——表示把作为堆栈的操作存储器区域的地址送到地址总线上的标志；HLTA——表示根据HLTA指令机器暂停的标志；OUT——表示数据总线上有要输出的信息、在地址总线上有输出设备地址的标志；M1——选择指令的第一个字节

的机器周期的标志；JN——表示在地址总线上有输入设备的地址、在数据总线上有需要输入的信息的标志；MEMR——表示在该机器周期内要从存储器读取数据的标志。图10.15所示的状态是正在利用标志OUT、JN、MEMR来控制输入/输出寄存器RG2、RG3和存储器的读出缓冲寄存器RG1，这些标志是把处理器的信号以逻辑“0”或“1”的形式存放在寄存器RG4中的。访问操作存储器O3Y和可重新编程永久存储器ΠΠ3Y时，通过地址总线把相应的地址信号送到上述两个存储器，并把存储器的允许工作信号加到输入端CS上（根据OUT标志）。这时数据从存储器送到寄存器RG1，然后由该寄存器送到数据总线。当数据需要存入O3Y时，微处理器的输出端“发送”通过O3Y的输入WR把该存储器转入到写入状态。该微处理器只有一套输入/输出装置（RG2和RG3）。在复杂一些的微处理器中，这种输入/输出装置有多套，并且每套都有自己的能送到地址总线上的地址。该微处理器有72条指令，分为6组：传送、调入、存储指令（13条），例如MOV_{r1, r2}指令，它表示在处理器内部把数据从寄存器r1（图10.14中寄存器陈列中的一个）送到另一个寄存器r2；算求指令（20条），例如ADD_r，它表示运算器中的数与寄存器r中的数相加了；逻辑指令（12条），如ANAr，它表示运算器中的数和寄存器r中的数逻辑相乘；操作指令（7条），例如RLC，它表示运算器中的数循环左移；控制和联接指令（8条），例如JMP，它表示无条件转移，这时向指令计数器送入该指令的第2和第3字节的内容；输入/输出及与堆栈联接的指令（12条），例如PUSH_{r, P}，它表示把寄存器r和P的内容推入堆栈。指令的符号表示与8位机器代码相对应。580系列微处理器有固定的指令系统。在其它微处理（如K589系列）中，指令由若干

部分(微指令)组成, 这些处理器有固定的微指令系统, 由这些微指令可以组成任何指令。除了微处理器以外, 与微处理器配套的还有其它的集成电路。作为例子, 我们来看一下580系列微处理配套部件。可编程同步-异步发送器KP580ИK51, 它是微处理器与通信线路的接口器件, 它把数据的串行码变换为并行码, 或者把并行码变换为串行码。可编程输入/输出器件KP580ИK55, 它可代替图10.15中的寄存器RG2和RG3, 特别是它能很灵活的施行程控。时序电路KP580ВИ53, 它是产生程序控制时间延时的器件。集成电路KP580ИK57是存储器直接存取器, 它使外部设备不通过微处理器而直接与操作存储器交换数据。集成电路KP580BH59是可编程中断控制器, 它能根据外部设备的中断请求中断微处理器的程序。节拍脉冲产生器KP580ГФ24, 其使用情况如图10.15所示。微处理器的配套器件还有与阴极射线管显示器接口的控制器KP580БГ75, 与键盘接口的控制器KP580BB79, 以及其它辅助器件。其它系列的微处理器配套器件也包括各种辅助器件, 但此外还有不同种类型的处理器件。例如在K1802系列微处理器配套件中, 除了微处理器KP1802BC1本身外, 还有倍频器KP1802BP2及其它运算器。表10.4中列出了苏联生产的微处理器配套器件及其特性。表中“位数”栏内的字母 n 表示按2、4、8、16位的跨步扩展位数的可能性。

微处理配套器件的选择要根据对微计算机的要求。如微计算器, 对速率的要求不高, 但对电源的功耗要低, 因而采用K145系列配套器件比较适宜。对于中速微型电子计算机采用nMOS系列(K580、K581、K586、K1801)配套器件比较好。采用这类器件批量生产了“电子-60”、“电子C5-21”等型号的微型电子计算机。TTL系列微处理器配套器件能保证很高

表10.4 苏联生产的主要微处理器配套器件及其特性

工 艺 类 型	系 列	位 数	完成操作 需要的时间 μs	大规模集成电路数	
				处理器电路	辅助电路
p-MOП	K536	8	20,0	6	6
p-MOП	K145	4	0,6	84	—
k-MOП	K587	4n	2,0	3	1
k-MOП	K588	4n	2,0	3	8
n-MOП	580	8	2,0	3	10
n-MOП	K581	8	0,4	4	3
n-MOП	K586	16	0,5	2	2
n-MOП	K1801	16—32	2,0	2	11
ТТЛШ	K1802	8n	0,14	4	10
ТТЛШ	K1804	4n	0,11	6	14
ТТЛШ	K589	2n	0,08	4	5
И ² Л	K582	4n	1,75	2	3
И ² Л	K583	8n	1,0	4	11
И ² Л	K584	4n	20	2	3
ЭСЛ	K1800	4n	0,01	4	4

注: p-MOП-PMOS; k-MOП-kMOS; n-MOП-nMOS ТТЛШ-TTL 总线; И²Л-IL²; ЭСЛ-发射极耦合逻辑

的速率,它们大都用于专用计算机和控制器。超高速K1800系列器件用于统一系列大型电子计算机。微处理器配套器件,除了用于微型计算机以外,还广泛应用于测量设备、记录设备、显示设备,以及控制、检测、诊断等设备。

10.8 数/模和模/数转换器

数/模和模/数转换器是模拟设备(放大器,滤波器等)和数字设备的接口装置。整个处理设备的参数在很大程度上取决于这些转换器的特性。

10.8.1 数/模转换器(图10.16)

它的用途是把数字代码转换成模拟量——电压、电流、电阻。数/模转换器的基本原理是先产生与数码各位的权成比例的电压或电流，然后把它们相加起来。在二进制代码中，一位的权和下一位的权成2倍关系。图10.16中给出了最广泛采用的电流相加电路——并联和串联电路。在图10.16a中，如果代码的某一位是逻辑“1”，则 s_1-s_n 中的相应开关接通，

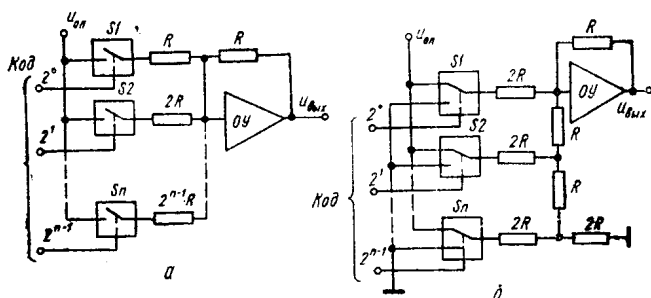


图10.16 数/模转换器电路

这时基准电压 U_{on} 加到相应的电阻上。从最高位到最低位，相应的电阻值逐位倍增。在图10.16b电路中，开关 s_1-s_n 更复杂一些：当某位上的输入是逻辑“1”时，相应的电阻接到 U_{on} 上，是逻辑“0”时，相应的电阻接地；但该电路中采用的电阻只有 R 和 $2R$ 两个值。

当前有5种集成电路数/模转换器产品。K572ΠA1型(10位)和K572ΠA2型(12位)数/模转换器，其输出电流的建立时间为5ms量级。它们的特点是，基准电压变化范围宽($\pm 15V$)，因而称为倍乘式数/模转换器，因为其输出电流由数码值和电压 U_{on} 的乘积来决定。K594ΠA1是12位数/模转换器，它的

电流建立时间为 $3.5\mu\text{s}$ 量级,该器件能给出双极性电流。K1108ПA1高速数/模转换器,其电流建立时间为 $0.4\sim 0.7\mu\text{s}$ 。K572ПA1型和K1108ПA1型数/模转换器按TTL集成电路的输入电平工作。K572ПA2和K594ПA1既能与TTL电路也能与Mos电路接口。K1118ПA1是高速数/模转换器,其电流建立时间为 20ns ,它有8位的输入端以用于和发射极耦合电路连接,还考虑了与K1800系列微处理器连接的可能性。

10.8.2 模/数转换器(图10.17)

它的用途是把模拟量(电压,电流)变换成数字代码。图10.17a是串联模/数转换器的功能框图。要变换的电压加到比较器的一个输入端,来自数/模转换器输出端的锯齿波扫描电压加到其另一输入端。该锯齿电压是数/模转换器把其

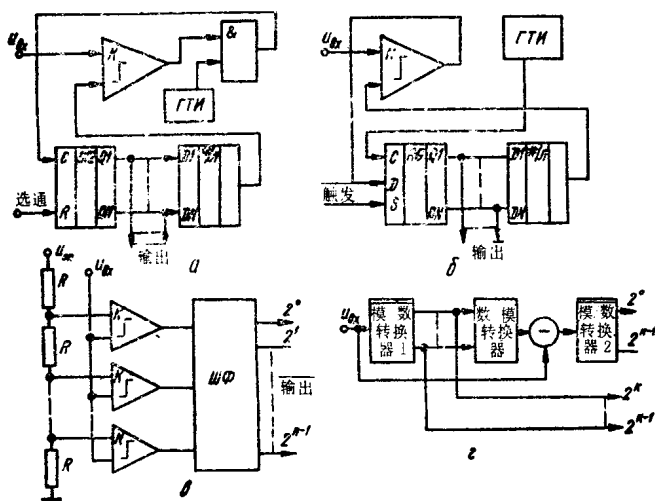


图10.17 模/数转换器(АПД)功能图

计数器CT2输出的线性增长的数字代码变换成电压而形成的(见图9.92)。在转换周期开始的时刻,计数器被置成零状态,数/模转换器输出端上的电压为零。选通脉冲加上以后,计数器开始对经过打开的“与门”送来的脉冲计数,这些脉冲是节拍脉产生器ГТУ产生的。这时数/模转换器输出端上的电压线性增长,直到等于被变换的电压 U_{ex} 为止。在该时刻,比较器输出端上的电压变为逻辑“0”。计数器中保存的数正比于 U_{ex} ,并且在选通脉冲中止之前一直保持不变。选通脉冲终止以后,计数器置零,于是电路返回到起始状态。这种模/数转换器的速度较低,例如,为了获得10位数字相应的电压,需要1024个节拍时间间隔($2^{10}=1024$)。

速度比较快的是逐次比较型模/数转换器(图10.176),其中采用逐次逼近寄存器作寄存器RG,在加入“起动”脉冲以后,在寄存器最高位的输出端出现电压“逻辑1”,因而在数/模转换器的输出端产生电压 U_1 。如果该电压小于 U_{ex} ,则把下一位输出端上的逻辑“1”接入,如果 $U_1 > U_{ex}$,则把高位输出端上的“1”撤掉。就用这种试探法一位一位地一,去下行进直到最低位。这种方法需要节拍脉冲的数量总共是位数的2倍。

速度最快的是并行模/数转换器(图10.176)。在 k 个比较器中,输入电压与各位的基准电压进行比较,这些基准电压从相应的电阻分压器上取出。在 U_{ex} 比基准电压(取自相应的分压器)大的那些比较器的输出端将出现“逻辑1”,而在其它比较器的输出端将出现“逻辑0”。编码器(IIIφ)把这种数字代码变换为二进制代码。这类模/数转换器的速度主要取决于比较器的速度,可达到几百或几十纳秒。并行模/数转换器的缺点,主要是设备比较复杂,如果二进制数有 n 位,则它就

需要 $2n$ 个比较器。要减少比较器的数目，这要保持高速度，可以采用推换电路(图10.17r)。模/数转换器AЧП1转换 U_{ex} 的高位数字代码 k_1 ，数/换转换器ЧАП把该代码转换成电压，然后从输入电压 U_{ex} 减掉，得到的电压差值再由模/数转换器AЧП2转换成低位代码。例如，这里两个模/数转换器都是4位的，则各有16个比较器，总共只要32个比较器，而如果要构成8位并行模/数转换器，则需要 $2^8=256$ 个比较器。推换式模/数转换的器速度要比并行模/数转换器的速度低一些(大约低一倍)，但因为比较器的数量少得多，所以还是经济合算的。

逐次逼近型和并行这两种模/数转换器，都制成了集成电路，有产品出售。K572ПB1是12位逐次逼近型模/数转换器，其转换时间为 $170\mu\text{s}$ 量级。K572ПB2是3.5十进制位的模/数转换器，它的输出直接接七段数码显示器。K1108ПB1是10位逐次逼近型模/数转换器，其转换时间为 $0.9\mu\text{s}$ 。专门与微处理器配合工作的是K1113ПB1型10位逐次逼近型模/数转换器，其输出端可连接到电子计算机的总线上，因而可通过加在“禁止”输入端上的“1”电位把这些输出端在集成电路内部断开。

并行模/数转换器有K1107系列产品：K1107BП1——6位模/数转换器，其转换时间 $0.1\mu\text{s}$ ；K1107ПB2——8位模/数转换器，转换时间 $0.2\mu\text{s}$ ；K1107ПB3——6位超高速模/数转换器，转换时间 20ns ，其输出端可与发射极耦合电路连接。

第十一章 数字滤波器

11.1 数字滤波器的种类及其应用范围

数字滤波器是一种能使以数字形式给定的一定频带的信息通过或受到抑制的装置。在模拟滤波器中，输入的信号是连续变化的。与此不同，在数字滤波器中，输入信号是离散的，即每经过一个量化时间间隔，它就取一个新的值。量化时间间隔的倒数称为量化频率，在大多数场合，它应该是输入信号频率的4—8倍。与模拟滤波器相比，数字滤波器的主要优点是，它的特性稳定度很高。在数字滤波器中，这一特性的稳定度主要取决于量化频率，而该频率一般由石英晶体振荡器给定。数字滤波器的第二个优点是，它的频率特性重调起来比较简单，一般通过改变量化频率来实现。第三个优点是，在一个器件中一次可以作出几个数字滤波器。在电子乐器中，数字滤波器可用来形成高质量的信号；数字滤波器可用于录音和放音设备，用于语言信号的综合与分析等。在音频频段，用数字滤波器构成梳状滤波器组非常方便。

数字滤波器的主要部件是：把模拟信号变换成离散信号和把离散信号变换成模拟信号的器件，离散信号延时器件和运算器件。变换器件是模/数、数/模转换器。延时器件由移位寄存器或操作存储器构成。运算器，其功能或以硬件实现（加法器，乘法器等），或者以一种运算程序实现。在后一种情况下，数字滤波器作成微计算机形式，并以微处理器技术

来实现。

构成数字滤波的方法有时域法和频域法。采用时域法的有有限脉冲响应特性数字滤波器(КИХ滤波器)和无限脉冲响应特性数字滤波器(БИХ滤波器)。在这些数字滤波器中,频率处于滤波器通带内的正弦信号,以离散样值的形式加到数字滤波器的输入端,并且保持着其正弦波形。用频域法构成的数字滤波器,有离散傅立叶变换(ДПФ)滤波器和快速傅立叶变换(БПФ)滤波器。在这些滤波器中,当输入端加入离散正弦信号时,在其中的一个输出端将出现固定电平的信号,即这种滤波器还同时对信号检波。

11.2 时域法构成的数字滤波器

就大多数实际应用来说,任何一种滤波器,其主要特性都是它的频率特性。频率特性的傅立叶变换叫作滤波器的脉冲响应特性。

数字滤波器的输出信号可以表示成时间上移位的、幅度与输入信号的离散样值幅度成比例的脉冲响应特性之和。因此,相应地,数字滤波器就由一组输入信号延时器和一个加法器构成;延时器输出的、时间上移位的信号以不同的传递系数(权) a_0 、 a_1 、 a_2 ……送到该加法器上(图11.1a)。图11.16给出了数字滤波器的脉冲响应特性是如何形成的图示;如果送到滤波器输入端的是单位幅度的样值信号,则在输出端将得到一系列幅度为 a_0 、 a_1 、 a_2 …并且其位移等于量化时间间隔 T 的样值信号。脉冲响应特性的宽度取决于延时器的数量。因此,这类数字滤波器称为有限脉冲响应特性滤波器,或非递归型数字滤波器。

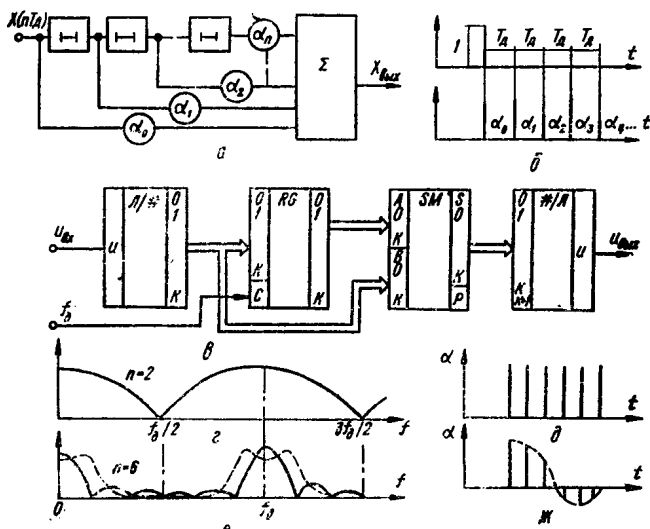


图11.1 有限脉冲响应特性数字滤波器

a ——方框图； b ——脉冲响应特性的形成原理； c ——最简单的单有限脉冲响应特性滤波器的原理图； d ——当 $n=2$ 时，最简单有限脉冲响应特性滤波器的频率特性； e —— $n=8$ 时最简单有限脉冲响应特性滤波器的频率特性； f 、 g ——相应于 d 、 e 频率特性的数字滤波器的脉冲响应特性。

最简单的有限脉冲响应特性滤波器由一个延时器和一个加法器构成(权系数 $a_0=1$)，如图11.1b所示。输入电压 U_{dx} 送到模/数转换器上，该转换器的位数 $(k+1)$ 决定着滤波器的动态范围。作为延时器可以采用任何一种并行寄存器，模/数转换器输出的数字信号以量化频率 f_d 存入该寄存器。图11.1c所示是这种最简单滤波器的频率特性。这种滤波器可作为 $f_d/2$ 、 $3f_d/2$ 、 $5f_d/2$ 等频率上的带阻滤波器。如果增加延时器件的数目，但权系数 a_0 、 a_1 ...仍然等于1，则可以得到图11.1e中实线表示的频率特性和图11.1g所示的脉冲响应特性。可以认

为, 这种具有在频率域上延伸到零频的频率特性的数字滤波器是低通滤波器。但是, 为了改善低通滤波器的性能, 其脉冲响应特性需呈现 $\sin x/x$ 这种的函数波形。图11.1ж 给出了用 6 个样值 ($a_0=1, a_1=0.83, a_2=0.41, a_3=0, a_4=-0.2, a_5=-0.16$) 逼近函数 $\sin x/x$ 的情况。这时形成的频率特性如图11.1e图中的虚线所示。若引入的权系数不是 1 或不是 0, 就需要采用乘法器, 这就使有限脉冲响应特性滤波器在硬件实现上复杂化。在数字滤波器的输出端接上数/模转换器, 可在必要时将其响应以电压的形式输出。

在这种数字滤波器中, 随着延时元件和权系数数目 n 的增加, 运算器的位数按 $P = \log_2 n$ 规律增加, 例如, 当 $n=8$ 时, 加法器的位数应为模/数转换器位数的 $P=3$ 倍。

图11.2a所示为无限脉冲响应特性数字滤波器(或递归型滤波器)的构成图。如果该数字滤波器的输入端加入一个单位幅度的样值, 则其输出将形成权重不同 ($a_1, a_2 \dots$) 的各个延时样值的和, 这些样值经过加法器再重新送到延时器, 这个过程可以无限地延续下去。这就是该类数字滤波器其名称的由来。

最简单的无限脉冲响应特性滤波器的构成, 与图11.1所示的有限脉冲响应特性滤波器的构成几乎是一样的, 所不同的只是移位寄存器接在加法器的后边。但是, 当 $a_1=1$ 时, 该电路成为一个累加器: 如果输入端输入固定电平的信号, 则在加法器的输出端上, 信号将无限地增长。因此取 a_1 小于 1, 例如使 $a_1=1-1/2^P$ 。在这种情况下, 寄存器后边必须接一个减法器, 它从寄存器保存的数中把该数经过移 P 位后所得的数减掉(图11.26)。加法器、寄存器和减法器的位数比模/数转换器的位数多 P 位。作为减法器可以采用 К155ИПЗ型

运算器。

图11.26所示是代码位移量 $P=1(a_1=0.5)$ 、 $P=2(a_1=0.75)$ 和 $P=3(a_1=0.875)$ 不同值下，图11.26所示数字滤波器的归一化频率特性。有了运算器输入端上的位移量 P ，就可以调节数字滤波器的通频带。图11.26所示的电路，在低频端它类似于一个 RC 积分网络， P 值增加1相当于该网络的时间常数增加一倍。图11.26给出的频率特性，在低频域选择性不好，因而在质量要求高的无限脉冲响应特性滤波器中采用数量更多的延时元件。图11.27给出了双网节无限脉冲响应特性低通滤波器的频率特性它在性能上要好一些。

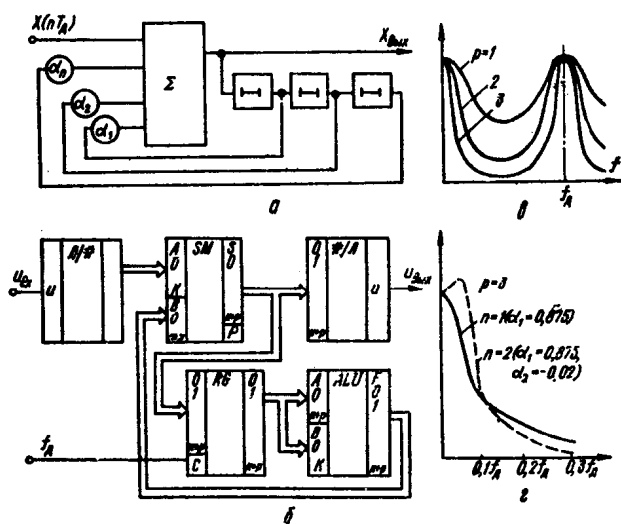


图11.2 无限脉冲响应特性数字滤波器

a-构成框图， σ -最简单无限脉冲响应特性数字滤波器的原理图；
b-代码位移量 P 不同时的频率特性；
c-单节和双节无限脉冲响应特性低通数字滤波器的频率特性

同步滤波器是一种变型的最简单无限脉冲响应特性滤波器。模拟式同步滤波器(图11.3a)是一个由一只电阻和一组电容器($C1-C4$)组成的 RC 链路,其中的 $C1-C4$ 由脉冲 u_1-u_4 控制按顺序接入电路(图11.3σ)。输入信号的频率如果与电容器的切换频率 f_k 一致,则输出电压将达到最大值,这相当于谐振。切换频率重调时,谐振频率也重调。通带宽度由 RC 的时间常数决定。图11.3a是一个等效的 RC 链路,利用该链

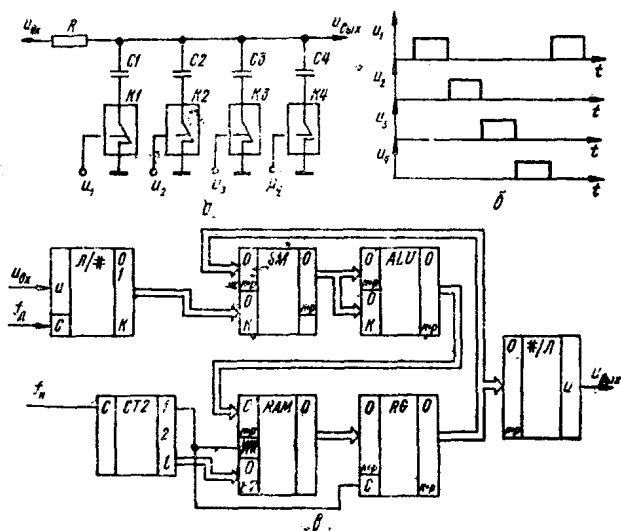


图11.3 同步数字滤波器

a-模拟等效电路, σ-模拟等效电路的切换脉冲序列图, b-同步数字滤波器原理图

路可以构成图12.3b所示的同步数字滤波器。

根据计数器 $CT2$ 提供的地址, 运算器计算的结果存入操作存储RAM的相应单元。计数器的第1位用于读写状态控制, 其它 $l-1$ 位用于指示存储单元的序号(地址)。在读状态, 从第

i 个单元读出的内容送入寄存器, 然后送到加法器, 与和输入信号成正比的模/数转换器的输出代码相加, 接着在运算器中减去加法器输出的部分代码, 把结果再送入RAM的第 i 个单元。地址自动加1, 对第 $i+1$ 存储单元的内容进行同样的操作, 以此类推进行下去。存储单元的数目等于同步滤波器中被切换支路的数目(图11.3a)。数字同步滤波器的谐振频率 $f_{pe3} = f_k / 2^{l-1}$ 。由于输入信号的取样频率为 f_d , 所以必须保持 $f_k < f_d$ 这一条件。同步滤波器的频率特性在 $2f_{pe3}$ 、 $3f_{pe3}$ 等频率上也有谐振峰。为了抑制第2个谐振, 在电路的输出端(11.3b)可以接上一个在 $f_T/2$ 上其传递系数等于零的数字滤波器(11.1b)。由于 $2f_{pe3} = 2f_k / 2^{l-2} = f_T/2$, 则 $f_T = 2f_k / 2^{l-3}$, 即为了保证该带阻滤波器的 f_T , 拍脉冲要从计数器CT2的第 $l-3$ 位上取出。

同步数字滤波器的动态范围由横/数转换器的位数决定, 其它部件的位数与图11.26所示电路中的位数相同。

11.3 频域法构成的数字滤波器

这种数字滤波器能够近似地实现傅立叶变换。时域法分析的是输入信号的每个样值, 频域法设计数字滤波器时分析的是一组 n 个样值。对这 n 个样值的处理可采用不同的算法, 其中最常用的是离散傅立叶变换和快速傅立叶变换。

离散傅立叶变换的算法是把输入的各种值与给定频率的正弦波基准信号值相乘, 并把这些乘积累计相加。由于输入信号是离散的, 所以基准信号也要在一个周期内以“ m ”个离散值(m 点离散傅立叶变换)表示。最小的 m 数为 $m=2$; 这时基准信号一共取两个值(+1和-1), 于是, 输入信号和这两

个值相乘的结果归结为输入信号的样值改变符号。图11.4a给出了 $n=8$ 时这种处理的过程。如果输入信号的频率和基准

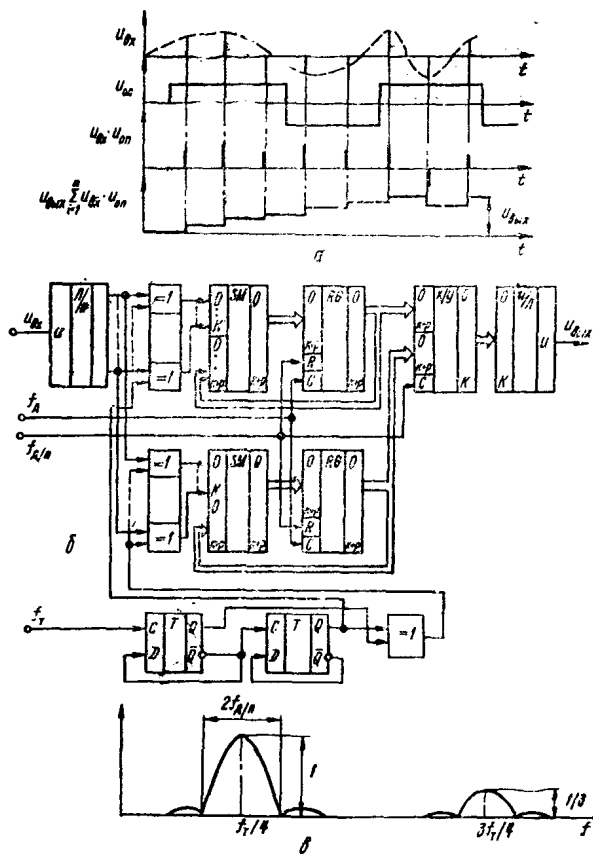


图11.4 采用快速傅立叶变换构成的数字滤波器
a-工作原理; b-原理图; c-频率特性

信号的频率一致，则乘积的累加结果与输入信号和基准信号的相位关系有关。为了消除这种相关性，在利用数字滤波器

时要构成两路，其中一路的基准信号相对于另一路的基准信号移相 90° 。

当以硬件实现数字滤波时，多位代码与 -1 相乘的运算就是代码各位取反的操作。这可用“异或非”逻辑电路(如K155 ПЛ5)来完成。离散傅立叶变换滤波器的原理图如图11.46所示。输入信号送到模/数转换器，其输出送到两组“异或非”电路。加到第一组“异或非”电路第二输入端的，是第二个触发器输出的、频率等于 $f_T/4$ 的方波基准信号；加到第二组“异或非”电路的是移相 90° 的方波信号，该信号是由一个“异或非”电路输出的，加到其输入端的是两个触发器的输出信号。每个支路的加法器和寄存器构成累加器，它在频率为取样频率 f_d 的每个脉到来时累加一次。经过 n 个 f_d 的节拍以后，把累加的结果送到函数变换器 x/y ，并把寄存器置零。函数变换器完成 $\sqrt{x^2+y^2}$ 运算，其中 x 和 y 是两个寄存器输出的累加结果。函数变换器可以表格的形式存在永久存储器中。

离散傅立叶变换滤波器的频率特性如图11.4b所示，其通带宽度大约为 f_d/n ，谐振频率为 $f_{p,3} = f_T/L_1$ 。这种数字滤波器在 $3f_{p,3}$ 、 $5f_{p,3}$ 、 $7f_{p,3}$ ……等频率上有相对电平为 $1/3$ 、 $1/5$ 、 $1/7$ ……的副谐振点。为了得到更好用的频率特性形状，可以安装 n 个这类滤波器，在频率上使它们相互错开 f_T ，并把它们的运算结果由加法器加起来。在这种情况下，总的频率特性等于各个频率特性之和(图11.4b)。图11.46电路中，加法器和寄存器的位数等于模/数转换器的位数加上累加数 n 的以2为底的对数。例如，当 $p=8$ 时，加法器和寄存器的位数等于模/数转换器的位数加3。

快速傅立叶变换的算法由 p 个步骤构成。在每一步， n 个输入样值(然后是中间结果)乘上相应的复系数 W^k 。这些复

系数由下式决定：

$$W^k = \cos \frac{360^\circ k}{n} + j \sin \frac{360^\circ k}{n}$$

其中 $k=0, 1, 2 \cdots n-1$ 。例如，当 $n=8$ 时， $W^0=1, W^1=0.7+j0.7, W^2=j, W^3=-0.7+j0.7, W^4=-1, W^5=-0.7-j0.7, W^6=-j, W^7=0.7-j0.7$ 。

快速傅立叶变换的基本运算形式是： $X=A+W^k B, Y=A-W^k B$ ，其中 A, B 是输入信号。在输入信号值上的运算共需 $p=\log_2 n$ 步（例如 $n=8$ ，则 $p=3$ ）。图 11.5a 给出了 8 样点快速傅立叶变换运算的示意图。第 1 步，用输入信号 $A_0 \cdots A_7$ 构成以下组合关系式： $B_0=A_0+W^0 A_4, B_1=A_1+W^0 A_5, \cdots, B_4=A_0-W^0 A_4, B_5=A_1-W^0 A_5, \cdots$ 。第 2 步，用得到的 $B_0 \cdots B_7$ 构成以下组合关系式： $C_0=B_0+W^0 B_2, C_1=B_1+W^0 B_3, \cdots$ 。

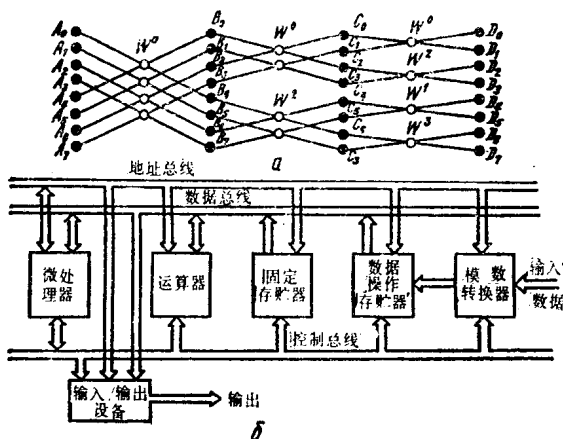


图 11.5 用快速傅立叶变换构成的数字滤波器

a- $n=8$ 时的快速傅立叶变换曲线图； σ -由微处理器构成的快速傅立叶变换

最后,第3步构成以下组合关系: $D_0 = C_0 + W^0 C_1$, $D_1 = C_0 W^0 C_1$, 以此类推。 $D_0 \cdots D_7$ 是快速傅立叶变换滤波器的输出结果,即信号频谱的样值。在这种情况下,快速傅立叶变换滤波器是一个由8个滤波器构成的组合器件。快速傅立叶变换滤波器用一般硬件实现起来十分复杂,因此常常用微处理器来实现。用微处理器构成的快速傅立叶变换器其运算器的总体结构如图11.56所示。需要进行滤波的模拟输入信号送到模/数转换器,其输出存入数据操作寄存器。微处理器根据存在永久存储器中的程序进行运算操作。为了加速运算,可以采用专门的运算器。运算结果通过输入/输出设备送给用户(电子计算机,绘图仪等)。处理信号时,快速傅立叶变换运算器要进行3步操作:接收输入信息,进行快速傅立叶变换运算和输出处理后的信息。

第十二章 汽车无线电电子装置

12.1 防止汽车被盗的装置

已知有很多防止汽车被盗窃的装置，这些装置能阻止启动发动机，或者发出他人非法潜入汽车的告警信号。这类装置中，最简单的一种是一个隐蔽安装在车内的钮子开关，用它可以进行以下一项或几项电路转换：断开或接通点火线圈的初级绕组；断开接到点火分电器的断路器上的电容器和启动器的继电器，切断送入车内电网的蓄电池电压；断开与点火线圈初级绕组串联的电阻(10—20Ω)的接线。在后一种情况下，点火线圈中的电流值下降，从而阻止电机启动。该电阻可用一般的电烙铁用的电热丝或电炉丝自己绕制，其所需要的长度可大致由下式确定： $l = k(10-20)PL/u^2$ ，其中 P ——电阻丝上耗散的电功率， W ； u ——与电阻丝连通的电网电压， V (一般为220V或727V)； L ——电阻丝长度， cm ； k ——表示电阻丝冷热状态下阻值差别的系数，一般选为 $k=3-5$ 。当电阻处在断开状态时，从外部特征看电气设备似乎保持着工作能力，但是要启动发动机却不可能。

普遍采用的是一种警卫装置，在犯罪分子潜入汽车内时它就接通音频告警信号。在某些场合，可以把汽车或摩托车用由细裸导线制成的双导线警卫回线围起来。回线敷设在车的周围或与车连接起来。犯罪分子碰到回线，或者把双导线中的一根弄断时，警卫信号系统就发出告警信号。

图12.1是这类装置的电路图，它由电阻电桥 $R1-R4$ 、二

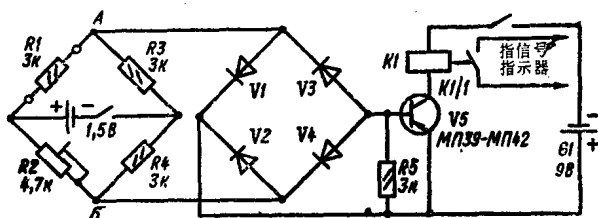


图12.1 由测量电桥构成的警卫装置电路

极管电桥 $V1-V4$ 和晶体管 $V5$ 组成；继电器 $K1$ 的线圈是 $V5$ 的负载。电阻 $R1$ 接在警卫回线的末端。当回线的导线短路或者断开时，测量电桥失去平衡， $A6$ 两点间产生电压。由于二极管电桥的作用，该电压总是以负极性加到晶体管 $V5$ 的基极，使晶体管 $V5$ 导通，继电器 $K1$ 吸合，其接点接通信号系统的电路。该装置由两个电源供电：在电桥对角线上的电池 $\mathcal{E}1$ 和 $\mathcal{E}2$ ，其电压分别为1.5V和9—12V。电阻 $R2$ 用于调整电桥的平衡，其阻值应大约是 $R1$ 、 $R3$ 、 $R4$ 阻值的1.2—1.5倍。这些电阻的阻值误差不能超过10%，具体阻值在3—10k Ω 范围内选定。 $R5$ 的阻值等于测量电桥电阻的阻值。在值守状态，该装置消耗的电流非常小(0.2—0.5mA)。

图12.2是安装在汽车内的防盗装置的简化电路。当犯罪分子潜入汽车时，该电路便接通音响信号，其工作过程如下所述。司机从汽车里出来以前，要把安装在隐蔽地方的钮子开关 $S1$ 拨到接通位置。这时电容器 $C1$ (容量100—220 μF ，工作电压不小于16V)经过电阻 $R2$ (5—10M Ω)充电。在电容器 $C1$ 充电这段时间内(5—10s)司机应从车里出来，并且把车门关好。大约过10s钟后，电容器充电到一个电压值，在此电压作用下，场效应晶体管 $V1$ (型号КП103或КП201)导通，晶体

管V2(型号与V1的相同)的漏极上出现负极性电压,其值接近于蓄电池电压。V2的栅极经过电阻R1(10k Ω)接到车箱某个照明顶灯的接线柱上和储能电容器C2(容量50—100 μ F,工作电压16V)上;顶灯的接线柱与钮子开关相连。当汽车的某个

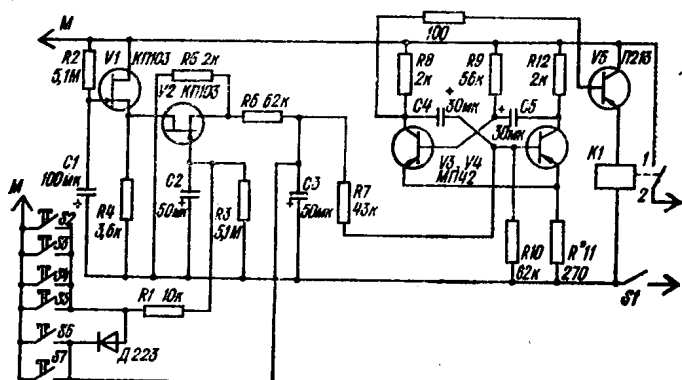


图12.2 由晶体管组成的警卫装置的电路

门被打开时,车内照明灯接通,于是从照明顶灯的接线柱有一个电压经过电阻R1送到晶体管V2的栅极,使其导通。这时电容器C2迅速充电,并在1—2分钟内使晶体管V2一直保持在导通状态,甚至是车门被打开后又关上也是如此。V2的电流经过电阻R6对电容器C3充电,在5—10s后其上的电压达到4V。如果在这个时间内钮子开关S1没有断开,则由晶体管V3、V4构成的多谐振荡器从制动状态转入到自激振荡状态。这时,晶体管V5便周期性地导通。V5发射极上接了一个继电器(其型号与前边介绍的警卫装用的一样)K1,它的接点在V5的作用下周期地接通音响告警信号装置。车门关上以后告警

信号的鸣响时间,可通过选择电容器 C_2 的容量来调整。信号脉冲的持续时间和间歇时间取决于 C_4 和 C_5 。在电路图中标出的容量下,鸣响的持续时间为 $0.5s$,间歇时间为 $1.5s$ 。

微型钮子开关 s_6 、 s_7 应该安装在机器外罩盖和后背箱盖的下边,当汽车后背箱或机器外罩盖被打开时,这两个开关便被接通,于是电容器 C_3 迅速充电到蓄电池电压,从而使汽车音响信号系统动作。去耦二极管 V_6 是一只点接触式硅管,其型号可以是 ZCK 等,它的作用是,当后背箱或机器罩的盖打开以后,不管随后是否又盖上都使音响信号系统处于接通状态。电路中的所有电解电容器,其漏电流应该很小。可用带任何字母标志的 $\Pi 201$ 、 $\Pi 203$ 、 $\Pi 214$ 、 $\Pi 216$ 型晶体管 替换 $\Pi 213$ 型晶体管。

装配电路时要采用有接地线的电烙铁,否则,它带的静电位会使场效应晶体管损坏。为了使装配好的电路具有防潮性能,应该喷一层漆(例如涂指甲用的油)。要按一定步骤检查电路是否工作正常。首先在值守状态测量电路消耗的电流,其值应不超过 $15mA$ 。在电路接通时,电阻 R_4 上的电压在 $1.5-2$ 分钟内应该是增长的。该电压的增长时间可通过选配电容器 C_1 的容量进行调整。然后把汽车的所有车门都关上,接着把其中的一个车门打开,这时测量电阻 R_5 上的电压,确证该电压在 $2-3$ 分钟内从 $9-10V$ 变化到 $4V$ 。该时间代表信号系统的鸣响时间。增大或减小电容器 C_2 的容量会相应增加或缩短信号系统的鸣响时间。在车门打开 $5-10s$ 时间内,电容器 C_3 上的电压应该达到 $4V$ 。为了使司机来得及在信号系统动作以前用钮子开关 s_1 把它关掉,上述时间是必要的。改变 C_3 的电容量可以调整汽车门打开以后信号系统动作的延迟时间。由晶体管 V_3 、 V_4 构成的多谐振荡器,其翻转门限电压

与电阻R8的阻值有关，如果C3上的电压小于4V时多谐振荡器转入自激振荡状态，则应增大电阻R8的阻值。要注意，继电器K1的接点是按小于2A电流考虑的。因此在没有安装汽车信号接通继电器的汽车内，必须安装接通BAS-2103牌汽车前灯用的PC-527型附加继电器，或PC-507B型启动继电器，或者TA3-24和“扎波罗热兹”牌汽车用的PC-502型继电器。这些继电器的线圈要与继电器K1的接点串联。

图12.2所示的警卫装置，其缺点是其中采用了电磁继电器，它降低了电路的可靠性。克服这一缺点的办法是采用KY202H型三端npnp开关(在电路图中没有画出)，其阴极接-12V接线柱，阳极经过音响信号线圈接+12V接线柱，控制极上加由匹配级(晶体管V5)送来的电压。该匹配级的晶体管，其发射极与蓄电池的正极母线相连，集电极经过两个各为100Ω的串联电阻与负极母线相连；三端NPNP开关的控制极与这两个电阻的公共接点相连。V5的基极经过100Ω的电阻与晶体管V3的集电极相连。

图12.3所示的警卫装置，它由561系列CMOS结构集成电路组成，因此，在值守状态它消耗的电流较小。K561nE5型集成电路D1(4个双“或-非”门逻辑电路)构成隔离倒相放大器，用于控制D3.1、发光二极管V5和V6以及电磁继电器K1.1。

K561ЛA7型集成电路D2(4个双“与-非”门逻辑电路)构成重合电路(D2.1)、多谐振荡器(D2.2, D2.3)和隔离倒相放大器(D2.4)。

K561TM2型集成电路D3是带置“0”和置“1”端的双D触发器，它构成脉冲产生器，其输出的脉冲保证重合电路D2.1的闭锁或开锁。

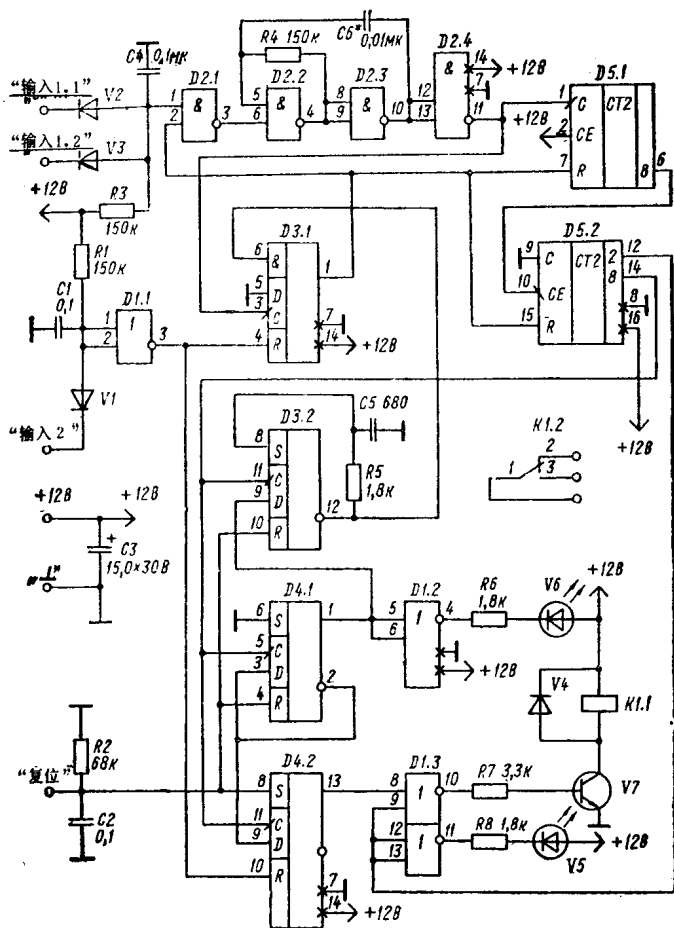


图12.3 由集成电路组成的警卫装置电路

D4的型号也是K561TM2,它构成另外两个脉冲产生器,它们输出的脉冲保证触发器D3.2的触发、发光二极管V6点亮(触发器D4.1提供脉冲),保证开关管V7驱动继电器K1.1动作和发光二极管V5点亮(由触发器D4.2提供脉冲)。

集成电路D5是一个双四位计数器,其型号是K561IE10,它构成时隙产生器。它产生的两个时隙取决于多谐振荡器D2.2的翻转频率和该计数器D5的分频比。在其中的一个时隙内(大约8—10s),司机应把“复位”端子从12V电源断开,然后从车里出来,并把车门关好,或者进到车里用隐蔽安装的开关把“复位”端子接到12V电源上,从而关掉警卫信号系统。在另一个时隙内,继电器K1.1的接点K1.2把音响信号器接到电源上。当车门被打开时,接触式传感器把端子“进入1.1”和“进入1.2”接到地线上(传感器在图中未画出)。作为接触式传感器为以采用按钮开关,当车门被打开时它能保证接通车内照明灯。在这种情况下,可以只用一个“进入1.1”端子,因为所有的按钮开关并联连接。“进入1”中的任何一个端子接到接地母线上,都能保证把高电平(逻辑“1”)电压送到集成电路D2的引脚6,从而使多谐振荡器D2.2、D2.3开始在自激振荡状态下工作。在缓冲放大-倒相器D2.4输出的第一个正极性电压跳变的作用下,触发器D3.1翻转,其输出端1上出现低电平电位(逻辑“0”),使电路D2.1“闭锁”,其输出端不管端子“进入1.1”上的电位值如何都呈现高电平电位。多谐振荡器的脉冲经过放大-倒相器D2.4送到集成电路D5的输入端1,经过128个脉冲的计数以后,在其输出端14产生电压跳变。在该电压跳变的作用下,集成电路D4.1构成的D触发器的输出端建立超高电平电位,保证发光二极管V6点亮,从而确证警卫装置进入了值守状态。

高电平电位从D4.1的输出端还送到D3.2的输入端9，D3.2产生集成电路D3.1的触发脉冲。在该脉冲作用下，D3.1在其输出端建立超高电位，在车门关闭的情况下，该电位使D2.1在其输出端建立超低电位，于是多谐振荡器D2.2、D2.3转入制动状态。同时，D3.1输出端1输出的高电位把D5构成的计数器置入起始状态。如果这时车门被打开，则多谐振荡器D2.2、D2.3开始工作，触发器D3.1翻转，其输出端产生低电位，因而即使关上车门多谐振荡器也不会动作。随着时间的推移，在多谐振荡器的脉冲计数到728个以后，在D5.2的输出端14上出现电压正跳变脉冲。在该脉冲的作用下，D4.2输出端13建立超低电位，从而使D1.3的输出端10建立起高电位。脉冲从D5.2的输出端12送到D1.3的输入端，其频率为多谐振荡器频率的1/32。结果，发光二极管V5开始点亮，晶体管V7周期性地导通和截止，继电器K1.1动作，其接点K1.2把音响信号装置的线圈周期性地接到蓄电池上。如果机器罩的盖子或者后背箱被打开，则接触式传感器便把端子“进入2”接到接地母线上，于是音响信号装置立刻动作。在这种情况下，倒相器D1.1的输出端出现高电位，使D4.2的输出端14上产生低电位，于是晶体管V7导通，接通音响信号装置。D1.1输出端上的高电位触发D3.1，使其输出端1产生低电位，将D2.1“闭锁”，这时多谐振荡器D2.2、D2.3，甚至在机器罩的盖子和后背箱都关上时也一定转入自激振荡状态。这时音响装置的动作频率取决于从分频器D5.1、D5.2送到D1.3输入端9的脉冲频率。为了关掉音响信号装置，必须用隐蔽安装的钮子开关把端子“复位”接到12V电源上。

在该警卫装置电路中采用的晶体管V7为Π307B型开关管。

在运送贵重物资的车辆上可以采用作用距离达几百米的无线电信号设备。在汽车中安装这种无线电信号设备，必须得到批准。这种无线电信号设备包括超短波发射机(由一个或几个微型钮子开关 $B1$ 接通工作)和直放式接收机，它们调谐到27—28MHz上。发射机有一个由一段导线构成的鞭状天线。发射机是超小型的，安装在驾驶室前玻璃窗附近。无线电接收机的鞭状天线应该指向发射机的天线，它们之间的距离应不超过20—30m。

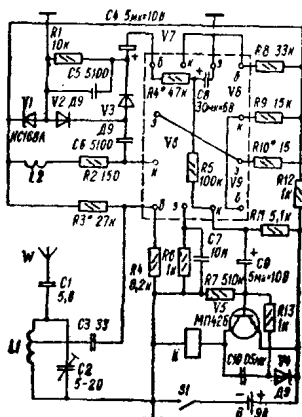


图12.4 无线电警卫设备的接收部分电路

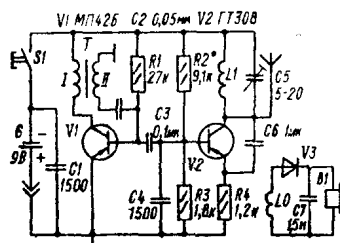


图12.5 无线电警卫设备的发射部分电路

图12.4和图12.5相应地给出了该无线电警卫设备的接收和发射部分。接收机由混合集成电路1MM60(或K2HT171)和晶体管V5按直放式接收机电路构成。可用KT315Г型或KT301型晶体管代替集成电路。发射部分发出的信号在接收部分由调谐在29MHz频率上的谐振回路 $L1C2$ 分离出来，再由晶体管V6构成的非谐振式放大器进行放大。全波检波器V2、V3把发射机的调制信号检波出来，该信号的频率范围为1—5

kHz。检波后得到的低频信号由三级直接耦合式放大器V7—V9放大，然后送到晶体管V5的基极，V5的集电极负载是继电器的线圈。该继电器的型号可以是图12.1所示警卫设备所用的那种型号，它的接点可把汽车的照明灯、音响信号装置等接上电源电压。

校正线圈L2用Π3B0.15牌号的导线绕在MJIT-0.5型56 kΩ的电阻上，共27匝，保证大约有 $1.8\mu\text{H}$ 的电感量。

线圈L1没有骨架，用直径1mm的裸铜线(最好是镀银的)绕在直径16mm的小木棒上；绕了15匝以后，把它拉长到20 mm，然后在中心引出抽头。电容器C2用来把回路调谐到发射机的频率上，其型号为KΠK-M。

发射机包括由晶体管V1和V2构成的两个振荡器(图12.5)，其中的一个振荡器产生低频调制信号，另一个产生高频信号。高频振荡器由晶体管V2按共基极电路构成，以便提高振荡的稳定性。调制信号从变压器T的次级绕组取出，然后经过电容器C3送到晶体管V2的基极。作为变压器T，可以采用任何一种小型无线电接收机用的匹配变压器。高频振荡器的线圈L1和接收部分的线圈相同。用电容器C5可对高频振荡器进行重调。对发射机进行调试时，可通过在变压器T的初级绕组I中串联一个碳精受话器或者线圈电阻为50—100 Ω的低阻耳机，来检查晶体管V1上是否有振荡。有振荡时，能听到音量较强的声音。若没有振荡，可把其中一个绕组的两个引线端互换位置。

选配电容器C2的容量可以改变声音的频率和音量。高频振荡器是否振荡，可用由电感线圈LO和二极管V3(型号Д9)组成的检波指示器来检查。信号从LO取出并经过V3检波以后送到碳精受话器。选配耦合电容器C6的电容量，使振荡器

产生稳定的振荡，并且用碳精受话器通过监听调制振荡器的信号进行指示。线圈 L_0 的绕制方法与四路线圈 L_1 的绕制方法一样，只是它的匝数应该少一些(10—12匝)。检查是否有高频振荡时，检波指示器要放在离回路 L_1 几十厘米的地方。当接收机回路 L_1C_2 精确地调谐到发射机的频率上，并且接收和发射天线指向相同时，在15mW的发射功率下，该警卫装置能够保证最大的作用距离。

作为最简易的天线，可以采用长几十或100cm左右(100—120cm)、直径10mm的铜棒或铜管。发射天线可直接水平地安装在汽车前窗或后窗附近。接收天线可在可视范围内水平地安装在阳台上、房屋的尽头、帐篷里等。

用该波段(28—30 MHz)的超短波接收机或波长计检查并调定发射机的振荡频率。作为发射天线，可以采用汽车无线电接收机用的垂直鞭状天线。接收天线也可用一段7.5m长的粗导线自己制作。

12.2 电子点火系统

传统的电池点火系统存在着一系列严重缺点。电机在空转时，这种系统的断路器接点之间产生电弧放电，把火花的相当一部能量给吸收掉。当电动机转数很高时，断路器接点在闭合时产生振颤，因而点火线圈的次级电压下降，而且接点处于闭合状态的时间也缩短了，因此点火线圈初级绕组中存储的能量可能不足以形成功率很强的点火火花。结果，造成电动机的功率下降，二氧化碳气体的浓度增大，燃料不能充分燃烧。在电池点火系统中，断路器的接点磨损很快，降低电动机启动和工作的可靠性。

电子点火系统能够克服电池点火系统中存在的上述缺点。在很多情况下，电子点火系统能够产生功率更大、持续时间更长的火花，因而汽车可以改用混合气，提高电动机燃料的经济性。在电嘴间隙为 $1.2\sim 1.5\text{mm}$ 的条件下，把火花的持续时间增加到 $3\sim 5\text{ms}$ 以后，可以在电动机转数变化很大的范围内，减小点火时刻偏离其最佳值造成的功率下降和燃料消耗。

有晶体管型和可控硅(电容器)型两种电子点火系统。晶体管型电子点火系统能够大大提高断路器接点的寿命和工作的可靠性，显著增大火花的持续时间和能量，改善电动机的启动条件，提高发动机的功率和经济性等。

可控硅型点火系统的优点是次级电压增长速度快，因而甚至在电嘴的绝缘被沾污和有一层油垢的情况下，火花间隙也能可靠的被击穿。这种点火系统消耗的功率比晶体管型点火系统要低。与晶体管型点火系统相比，其缺点是：火花的持续时间很短（一般小于 0.3ms ）；电嘴间隙的击穿电压高 30% 还多；在部分载荷状态电动机汽缸中的工作混合气体，其点燃和燃烧状况恶化；点火最佳超前角的调定容差比较小（由 $\pm 3^\circ$ 变为 $\pm 1^\circ$ ），在这种条件下，电动机轴的扭矩略有下降。采用可控硅型点火系统，电动机对低品级汽油很敏感，汽油混合气燃烧不充分。为了改善冷电动机的启动，在可控硅点火系统中常常采用多火花点火启动方式。

图 12.6 所示的可控硅点火装置的电路。该装置的优点是，在发动机启动以后能自动关掉多火花状态。由于有这个功能，所以如果断路器接点间隙尺寸超过最佳值，则可以消除多火花点火时电动机停车的可能性。当断路器接点的断开状态角很大时，火花会按冲程分配器的次序提前进入下一个

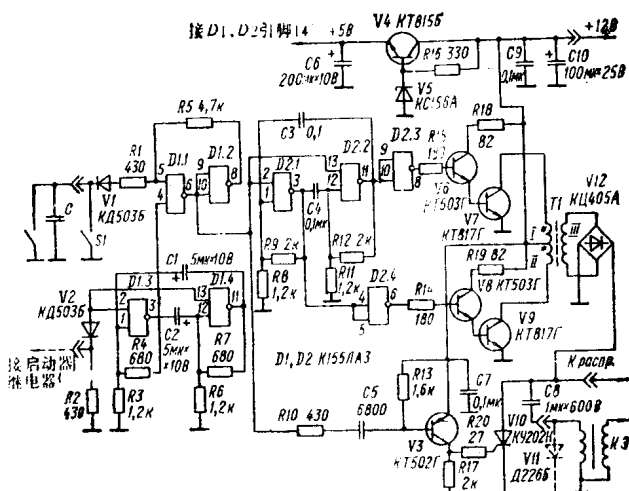


图12.6 可控硅型多火花点火装置的电路

汽缸，造成电动机停车。该电路可在 5—20V 供电电压下工作。当电动机轴的转数为 1000 转/分时，该点火装置消耗的电流大约为 0.3A。电机转数增加时，消耗的电流也随之增大，当转数为 6000 转/分时，大约达到 1A。电压变换器产生大约 400V 的电压，对储能电容器 C8 充电。该变换器是按他激电路构成的；主控振荡器是一个由集成电路 D2.1 和 D2.2 组成的多谐振荡器，当其输入端 2 和 13 上出现逻辑“1”时，它就工作，工作频率为 5—6 kHz。

分离倒相级 D2.3 和 D2.4 把多谐振荡器的脉冲以相反的相位分别送到开关管 V6、V7 和 V8、V9 的输入端。这些开关管分别接到变压器 T1 的绕组 I 和 II。在绕组 III 中感性幅度大约 400V 的方波电压。该电压由电桥 V12 整流后对储

能电容器 C_8 充电。

电动机启动时的多火花点火状态由 $D_{1.3}$ 和 $D_{1.4}$ 构成的多谐振荡器来保证，其工作频率大约为 200Hz，可通过选配电容器 C_1 和 C_2 具体调走。启动接通继电器把 12V 电压加到二极管的阴极，使其截止以后，该多谐振荡器便转入自激振荡状态，其产生的方波脉冲，从 $D_{1.3}$ 的输出端 3 送到由电路 $D_{1.1}$ 和 $D_{1.2}$ 组成的施密特触发器的输入端 4。当断路器的接点闭合时，在 $D_{1.1}$ 的输入端 5 呈现逻辑“0”，而在其反相输出端上，不管输入端 4 上的电平如何，都呈现逻辑“1”。这时多谐振荡器 $D_{2.1}$ 和 $D_{2.2}$ 工作，储能电容器 C_8 充电到 400V 电压。如果断路器接点断开，则在 $D_{1.1}$ 的输出端 6 上，以多谐振荡器 $D_{1.3}$ 、 $D_{1.4}$ 的频率出现逻辑“1”。由电压负跳变产生的微分脉冲从该输出端加到晶体管 V_3 ，使其导通，从而保证可控硅 V_{10} 的触发。电容器 C_8 经过可控硅和点火线圈的初级绕组放电，在电嘴中产生火花。

上述电压负跳变还送到多谐振荡器 $D_{2.1}$ 和 $D_{2.2}$ 的输入端 2 和 13，使其制动。于是开关管 $V_6 - V_9$ 截止，结果，蓄电池的能量不被消耗。电容器 C_8 放电以后，可控硅 V_{10} 截止。由于点火线圈初级绕组中的振荡过程，电容器 C_8 充电到初始电压的 0.4—0.5 的电平。火花反复形成的过程一直进行到断路器的接点断开为止。在电动机已经启动和 starter 断开以后，二极管 V_2 导通，于是该装置转入单火花点火状态。电容器 C 旁接在断路器上，以防止接点“颤动”。开关 S_1 用以接通电压变换器，为电动刮胡刀提供电源。该钮子开关还可用作防盗装置。

变压器 T_1 绕在 M 2000HM III 16×8 型缺氧体铁芯上，并由 4 扇 III 8×8 组成。绕组 I、II 各有 22 匝，导线直径 ϕ

0.25, 晶体管V6、V8型号为KT503、KT630、MΠ 37; V7、V9型号为KT817、KT819、KT805A、KT808A, 其电流传输系数不小于10; 晶体管V3型号为KT502Γ, MΠ 25Б、MΠ26Б; V4型号为KT815A-Γ、KT404A-1。二极管V1、V2是任何型号的小功率管。

晶体管V7、V9分别安装在各身的散热器上, 其总散热面积不小于50cm²。

安装时, 点火装置要用闪光仪适当校正其点火超前角。该装置在正确装配好以后无需进行调整。

为了提高汽车发动机(特别是新的发动机)的寿命, 应该适当限制电机曲轴的转数。这样可以减少发动机的磨损, 防止可能发生的工作故障状态, 减小变速箱的载荷。

图12.7给出了汽车发动机曲轴转数限制器的电路。该电路考虑了保护措施, 防止点火系统在断路器接点产生颤动时

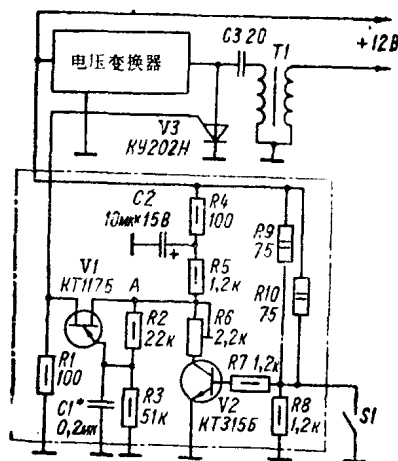


图12.7 汽车发动机曲轴转数限制器电路

工作中断或失效。晶体管V1和V2构成触发脉冲形成器，用以控制可控硅V3的触发。当断路器S1的接点闭合时，晶体管V2截止，从其集电极负载电阻R5、R6有一个大约10.3V的电压加到单结晶体管V1的一个基极上(点A)。这时电容器C1充电，充到的电压值由A点的电压和晶体管V1的传输系数决定。当断路器S1的接点断开时，晶体管V2导通，把晶体管V1旁路，A点电压变成大致等于电源电压的一半，即低于电容器C1上的电压。于是电容器C1开始放电，结果，单结晶体管V1导通，并进入雪崩状态，在电阻R1上形成脉冲，触发可控硅V3导通，储能电容器C3经过点火线圈的初级绕组放电，结果，就象在普遍可控硅点火系统中那样，在该线圈的次级产生很高的电压。当断路器S1接点的闭合速率很低时，在这些接点闭合状态的时间内，电容器C1来得及充分充电，使其充电后的电压大大超过放电后的电压。因此，控制可控硅V3工作的脉冲，其形成速率只取决于断路器S1接点断开的速度。当电动机曲轴的转数高于某个极限值时，电容器C1将来不及充电到能使晶体管V1接通的电压。因此，点火脉冲将不是在S1接点断开的每个循环内都能形成，而是要隔开一个循环形成一个。这样，电动机的实际功率必然下降，从而曲轴的转数也就不可能提高。这样，曲轴转数限制器就消除了电动机的跳动。通过选配电容器C1的电容和调节R6的阻值来调定所需要的最大转数。C1的电容增大，曲轴的最大转数减小。C1的电容量大约为0.3 μ F时，四缸发动机曲轴的最大转数不超过5000转/分。精确调定最高转数要借助测速发电机进行监测。电路中的晶体管KT117B可用KT117Г代替；KT315B可用静态电流传输系数不低于60的KT315、KT312系列中的

任何一种晶体管来代换。两个并联的电阻 R_9 和 R_{10} 可只用一个。但在这种情况下，当断路器 S_1 的接点有污垢时，点火装置的工作状态可能变差。

图12.8所示是电容器-晶体管式点火装置。与可控硅-电容器式点火装置不同，它能产生持续时间很长的点火火花。因而在发动机转数和负荷很大变化范围内，内燃发动机中工作混合气体的燃烧过程都变得接近于最佳状。开关 S_1 使装置能从电子点火状态(位置2)转到普通点火状态(位置1)。

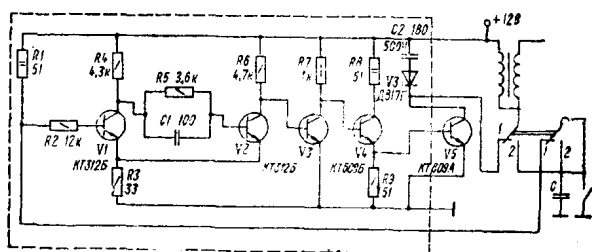


图12.8 电容器-晶体管式点火装置原理图

该点火装置由施密特触发器(由晶体管 V_1 、 V_2 构成)、隔离放大器 (V_3 、 V_4) 和电子开关 (V_5 、 V_6) 组成；电子开关的作用是切换点火线圈次级绕组中的电流。当断路器的接点闭合和断开时，施密特触发器能够产生前沿和后沿都很陡的切换脉冲。这样就可以提高点火线圈的初级绕组中电流的中断速度，从而提高次级绕组输出端上高压幅度的变化速度。这就大大改善了点火嘴中产生火花的条件。当断路器 Π_p 的接点闭合时，晶体管 V_1 截止，而晶体管 V_2 迅速导通。电压跳变从 V_2 的集电极经过放大器 V_3 、 V_4 加到开关晶体管 V_5 的基极，并使其导通，经过点火线圈的初级绕组开始有

电流流动,点火线圈的储能过程开始。这时电容器 C_2 充电,充到的电压值等于加到点火线圈初级绕组上的电压。当断路器的接点断开时,晶体管 V_1 导通, V_2 截止,结果,开关管 V_5 突然截止,点火线圈初级绕组中的电流骤然中断,因而在该绕组中产生一个电压脉冲,其幅度比标准点火系统中的电压脉冲幅度高20%。在点火线圈的两个电感耦合的回路中产生瞬变过程;这两个回路中的一个由线圈的初级绕组、初级电路电容和电容器 C_2 构成,另一个回路由线圈的次级绕组和次级电路电容构成。采用一只 $\Pi 817\Gamma$ 型高压稳压管,并使其与电容器 C_2 串联,可以及时改变点火线圈初级绕组中的振荡频率。在该稳压管上的电压没有超过100V以前,它处于截止状态,电容器 C_2 与点火线圈的初级绕组断开,因而该绕组中的振荡频率很高。当稳压管上的电压超过100V时, C_2 便接入初级绕组电路,于是其中的电压变化速率降低,因而在点火线圈次级绕组的输出端形成一个电压,该电压产生一个火花群。该火花群的总持续时间要比一般点火系统中的火花持续时间长些。在该装置中,点火线圈中的磁损低,因此这种系统的效率高达95%,而电-机械系统的效率仅为65—70%。

上述点火系统产生的火花具有高能量特性,这有助于改善汽车发动机的启动和燃料混合气体更充分地燃烧。电容器-晶体管点火装置的运行记录表明,排除的一氧化碳气体从2.4%降到0.2%,而且燃料消耗大约降低了4%。

点火装置可以采用小汽车用的标准点火线圈(B115, B117)。

点火电嘴的火花间隙可适当地加大20%。该装置中采用的晶体管型号, V_1 、 V_2 、 V_3 为KT312BV4为KT608,

V5为KT809A。电容器C2的工作电压不低于400V。正确装配好的点火装置不需要附加调整。

12.3 电子电压调节器

当发动机的转数和车上电网功率消耗变化时，汽车中的电压调节器能把电机的电压保持在一定的范围内。

车上电网的电压如果很不稳定(变化 $\pm 1.5-2\text{ V}$)，则汽车蓄电池和照明灯的寿命会缩短一倍，甚至蓄电池的充电电压只偏差 $0.2-0.4\text{ V}$ ，其寿命也会缩短25%。

蓄电池充电电压的推荐值，根据电解质的温度可用下式确定

$$U = 14.56 - 0.024t$$

式中 U ——在蓄电池端子上测量的车上电网电压，
 t ——电解质的温度， $^{\circ}\text{C}$ 。例如 $t=0$ 和 $t=20^{\circ}\text{C}$ 时，最佳充电电压应该大约分别为 14.6 V 和 14.1 V 。

如果测量电解质的温度困难，则可以采用以下建议来确定电网电压。对于国土北方区域和剧烈大陆性气候区域，当蓄电池安装在车罩内时，在冬季应把电压保持在 14.5 V ，在夏季则保持在 13.7 V 。在冬季气温下降到 -40°C 的中心区域，汽车成年运行时，电压应保持在 $13.7-13.9\text{ V}$ 。对于南方区域，在夏季电网电压应为 13.5 V ，在冬季应为 13.7 V 。蓄电池安装在车罩外部时，要保持在电压，夏季应增加 0.3 V ，冬季应增加 0.5 V 。

在大多数情况下，人们采用机电设备来调整车上电网的电压。在这种设备中，借助振动接点改变交流发电机激励绕组中的电流。振动接点的工作方式是，当车上电网电压增高

时，就使激励绕组中的电流减小。

但是振动子式电压调节器具有一些明显的缺点。它的电压恒稳度低，约为额定电压的5—10%，这会使蓄电池和车上照明灯的寿命显著降低。这类调节器的工作可靠性差，震动、接点烧损、温度和湿度变化等因素都会使其调谐变化。电子电压调节器可以克服上述缺点。

图12.9展示了一个安装在汽车上的电压电子调节器的电路，其配用的是交流发电机，且负极接在壳体上。该电路包括测试元件V1、放大元件V2和控制元件V3。测试元件V1采用的是Д818Е型高稳定度稳压管。根据前面介绍的电池充电电压与电解质温度的关系，来确定车上电网电压的最佳值。在电动机工作的条件下，用分压器R1、R2、R3把

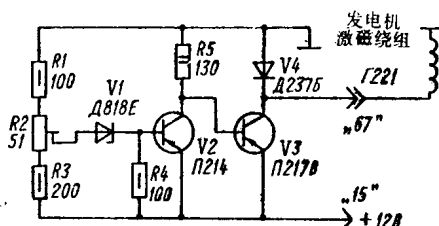


图12.9 简单电子调压器电路

发电机的被控电压调到一个合适的值，以便当车上电网电压超过最佳值时，测试元件能够产生调节器工作所需要的信号。晶体管V2用来提高电子调节器的灵敏度。大功率晶体管V3作为调节器的控制元件用来保证切换发电机的激励绕组的电流。旁接在激励绕组上的二极管V4，用来防止在该绕组中产生瞬变的期间晶体管V3发生过压。借助插塞“15”，经过汽车点火锁扣，电压调节器接到蓄电池的正极端子和发

电机整流器正极引线上。发电机激励绕组经过插塞“67”与晶体管V3的集电极相连。图12.9给出的是日戈利牌小汽车用的插塞编号。这种小汽车采用Г221型发电机。

当点火锁扣搭合时，+12V电压经过插塞“15”送到电压调节器的电路上。如果从分压器R1、R2、R3送到稳压管V1的电压不足以使其击穿，则晶体管V2便处于截止状态，而晶体管V3处于导通状态，通过激励绕组流过最大电流，发电机的输出电压开始增高，当增高到13.5—15V（视电位器R2的滑臂位置而定）时，稳压管击穿，于是晶体管V2导通，V3截止，激励绕组中的电流减小，发电机的输出电压因而下降。该电压下降0.1—0.2V就是以使稳压管V1返回到截止状态，接着V2截止，V3导通，于是流经激励绕组的电流重新增大。这个过程以200—300Hz的频率不断地重复着。上述频率是由激励磁通量的增长和下降的惰性决定的。

设计和制造电子电压调节器时，要特别注意晶体管V3的散热问题。该管工作在开关状态，当工作状态转换时功率耗散很大。因此，应把V3安装在散热器上，而电子调压器的安装位置要远离电动机的发热部份。如果用两只KT816B或KT816Г型硅晶体管并联起来代替П217B型开关晶体管，则可显著提高电子电压调节器的工作可靠性。两只晶体管的特性要选择得一致。正确装配好的调节器不需要特殊调整即能正常工作，并且能保证当电动机的转数从800转/分变化到5500转/分时，车上电网电压的稳定度保持在0.1V左右。若采用PP380型机电式调压器，则当电动机的转数也在上述范围内变化时，车上电网电压将变化0.5—0.6V。因此，电子电压调节器具有更硬的调节特性，从而提高了汽车蓄电池的

工作可靠性和寿命。

图 12.10 所示是更为完善的电子电压调节器的电路。与图 12.9 所示的电路不同，该电路使车上电网电压具有很好的稳定性，保证开关管 $V3$ 、 $V4$ 具有很高的开关速度。因此，由于开关时间很短，这些晶体管上耗散的功率较小，因而这些晶体管在运用中不需要加装笨重的散热器。采用硅晶体管显著地提高了高温条件下电压调节器的工作可靠性。调压器中可以只用一只开关晶体管，但这时其耗散的功率要增大，

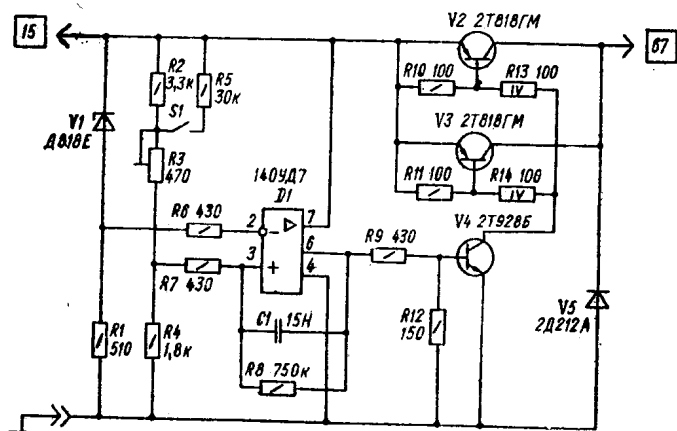


图12.10 更完善的电子电压调节器电路

激励电流的调节范围要有些变小，这一点在电动机空转时比图 12.9 所示的调压器要显著。

运算放大器 $D1$ (140 yД7, 1407Д6, 140yД8) 构成电压调节器的测量元件，参量稳压管 $V1$ 和电阻 $R1$ 接到该运算放大器的反相输入端，分压器 $R2$ 、 $R3$ 、 $R4$ 、 $R5$ 接到它的同相输入端。借助开关 $S1$ ，车上电网电压可以改变大

约 0.2 V 。晶体管 V_2 、 V_3 、 V_4 是电压调节器的控制元件。发电机的激励绕组经过插塞 67 接到切换晶体管 V_3 、 V_4 的收集极。点火锁扣闭合时，由蓄电池提供的 $+12\text{ V}$ 电压加到调压器的插塞 15 上。运算放大器 D_1 反相输入端上的电压等于车上电网电压和已稳电压（对于 $\Pi 818\text{E}$ 型稳压管，该已稳电压大约为 9 V ）之差。如果该差值小于同相输入端上的电压，则运算放大器的输出端将保持高电平电位，晶体管 V_2 、 V_3 、 V_4 因而处于导通状态，于是经过发电机的激励绕组流过最大电流，因而，发电机的输出电压开始升高。这时，运算放大器的反向输入端上的电压比同相输入端上的电压增长得快。当反相输入端上的电压超过同相输入端上的电压时，运算放大器的输出端将建立起低电平电位，从而晶体管 V_2 、 V_3 、 V_4 截止，于是流过激励绕组的电流降到最小，等于晶体管 V_3 、 V_4 的集电极反向电流（两个管合起来小于），这反过来又引起发电机输出电压的下降。发电机输出电压的这种升和降，以将近 300 Hz 的频率周期性地不断重复着，重复频率取决于激励磁通量上升和下降的惰性。发电机输出电压的平均值与 V_1 的稳压值和从分压器 R_2 、 R_3 、 R_4 、 R_5 上取下的电压值有关。二极管 V_5 用于保护开关的过压，激励绕组中的电流切换时就会产生这种过压。正确装配好的电压调节器，其调整主要是选配电阻 R_2 和 R_5 ，以保证需要的电网电压。

12.4 汽车自动装置

电子自动装置可以根据司机给定的程序使汽车刷水器（雨刷）连续地或者断续地工作。

图12.11的自动装置，它可根据天气条件在3—10s范围内调整刷子摆动的停顿时间。该装置与雨刷工作状态开关串

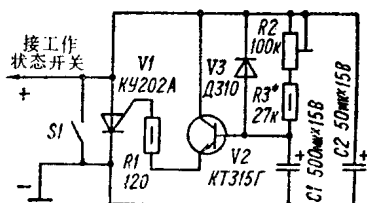


图12.11 汽车雨刷自动装置电路

联。这样可以保证实现刷子的双速运动。现代汽车设计都是这样考虑的。当开关 $S1$ 的接点闭合时，刮水器的电路恢复成普通电路。该装置也可以与刮水器限位开关的接点并联。这时开关 $S1$ 必须与电子装置的输出端串联连接。如果车上装的刮水器的时间继电器不工作了，则把自动装置这样连接起来是很适宜的。当开关 $S1$ 断开和刮水器工作状态开关接到自动装置上时，电网电压送到电路，电容器 $C2$ 经过电动机迅速充电，而电容器 $C1$ 经过电阻 $R2$ 、 $R3$ 缓慢充电。当 $C1$ 上的电压达到大约1.8V时，晶体管 $V2$ 导通，接着可控硅 $V1$ 也导通。由于可控硅 $V1$ 闭合了刮水器电机的供电电路，所以电机的转子开始转动，驱动刮水器的刷子运动。刷子的运动速度相应于加速工作状态。在限位开关接点闭合以后，电容器 $C1$ 经过导通的二极管 $V3$ 迅速放电，可控硅和晶体管一起截止。在刷子运动周期的终了时刻，限位开关的接点断开，刷子停止摆动，电容器 $C1$ 和 $C2$ 重新充电，这时自动装置开始其新的工作周期。电容器 $C2$ 用来防止限位开关接点烧损，这一措施是必要的。

该自动装置可以采用KT315型晶体管和带任何字母标志

的KY202型可控硅，由于在电动机起动时刻，通过可控硅 V_1 流过很大的电流，所以负载电路要用粗导线安装，并应把该导线直接连到可控硅的引脚上。开关 S_1 的电流容量应不小于 6 A。

所希望的电动机的工作周期通过选配电阻 R_2 和 R_3 的阻值来调定。

转弯标志音响指示器、反应转弯标志灯和停止信号灯故障的信号器，它们以周期性的音响信号把转弯继电器接通的状态预告给汽车司机。当转弯标志系统或停车信号的某个灯泡的灯丝烧断，或者其灯座接点损坏时，该信号器将自动发出连续的音频信号。这种辅助音响信号不会分散司机观察道路的注意力，实际上它可以使司机在汽车转变以后不会忘记关掉转弯信号而驾车行驶，而且它还可以监控汽车外部信号灯的状态。

上述指示器，其电路如图12.12所示。其工作原理是基于这样一点，即，当某个灯泡烧坏时，其电源电路中电流值发生变化。线绕电阻 R_8 用作敏感元件。

当所有灯泡(总计19—25W)都完好时，流过电阻 R_8 的电流足以使电子开关——晶体管 V_5 导通，电压经过该管加到由晶体管 V_1 、 V_3 构成的音频振荡器上。晶体管 V_8 和 V_{10} 构成第二个电子开关，用以保证音频振荡器的连续工作， V_5 集电极上的正电压可以关断该电子开关。当转弯标志开关 S_1 置于其中某一位置时，继电器 K_1 动作，其常开接点 $K_{1.1}$ 把信号装置接到电源的负极母线上。二极管 V_2 和电容器 C_3 保证继电器的释放有一个延时。转弯标志断路器的继电器 K_2 与 K_1 一起动作，其常开接点闭合后，转弯标志灯 H_1 、 H_2 或 H_3 、 H_4 点亮。这时在电阻 R_8 上产生一个

电压，该电压值和它的极性能够保证开关管V5导通，电源电压经过V5和二极管理V4加到弛张振荡器V1、V3上。

在晶体管V3的集电极电路中接有耳机B1，这样就可以保证转弯标志灯接通的同时发出1kHz的音响信号。继电器K2的接点断开时，灯泡熄灭。于是，电阻R8上的电压下降，V5截止，结果，音频振荡器断电。继电器K1的接点闭合时，电容器C4经过电路R9V7开始充电，其充电时间常数要选择适当，以便在-12V电压加上以后经过3—4s钟晶体管V8能导通。在转弯标志灯和继电器K2工作正常的情况下，晶体管V5每次导通0.5—1.5s，电容器C4经过二极管V6放电，因而晶体管V8和V10截止，不能经过它们触发弛张振荡器V1、V3。

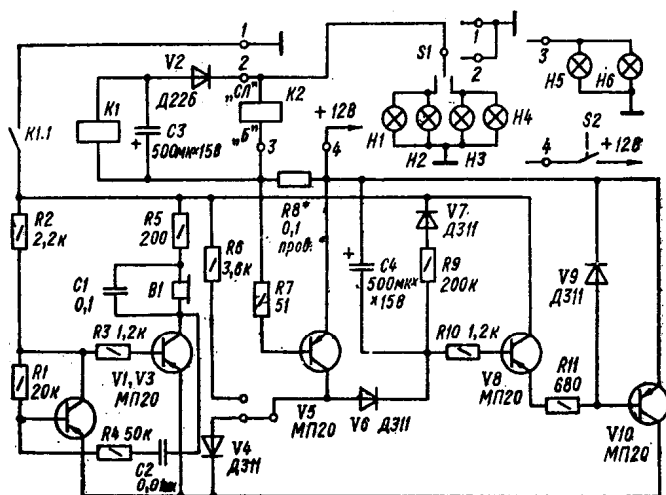


图12.12 转弯标志音响指示器和转弯标志灯、
停车信号灯故障信号器电路

当某个灯泡烧坏时，电阻 R_8 上的电压降减小一半，晶体管 V_5 不能导通，这时电容器 C_4 充电，晶体管 V_8 的基极电流值足以使复合管 V_8 、 V_{10} 导通。于是+12V电压经过 V_{10} 连续地加到音频振荡器上。二极管 V_9 的用途是防止电路因强脉冲干扰而误动作。二极管 V_4 用来消除两个电子开关的相互影响。如果把连接 V_4 和 V_6 阳极的跨接线改焊一下，使 V_6 的阳极与电阻 R_6 相连，则音频振荡器只能在一只灯泡断路时接通。

该装置连接到汽车电气设备上的示意图如图12.12的右上角所示。在停车信号开关及其指示灯 H_5 、 H_6 功能正常的情况下，一踏刹车板，晶体管 V_5 即导通，闭锁电子开关 V_8 、 V_{10} 的工作，因而音频信号不能接通。当 H_5 或 H_6 中的一个烧毁时，电阻 R_8 上的电压不足以使晶体管 V_5 导通，因此音频振荡器经过晶体管 V_{10} 接通电源。

上述音响指示器中采用的电阻 R_8 用直径0.4mm、长3—4cm的锰铜导线绕制而成， V_1 、 V_3 、 V_8 、 V_{10} 可采用带任何字母标志的МП25、МП40、МП41型晶体管；耳机 B_1 可用电动式受话器。

电路的调整主要是选配电阻 R_8 的阻值，以便在接通两只灯泡的情况下，根据连接二极管阳极和晶体管 V_5 集电极的跨接线的连接情况，使音频振荡器不工作或者断续工作，而当哪怕有一只灯泡烧毁时，该振荡器便连续工作。电源电压加到电路以后，选配 C_4 、 R_9 、 R_{10} ，调定弛张振荡器动作的必要延迟时间。当把音响指示装置安装到驾驶室内时，要取下引到断路继电器端子 B 的引线，把它接到指示器的接点4，用导线把接点3连到断路继电器 K_2 的端子 B ，把接点2连到继电器 K_2 的接点 C ，接点1接到汽车壳体的某一点上，该

点要靠近音响指示器。

如果把音响指示器用作停车灯的故障信号器，则要把引到照明灯泡的导线从停车信号开关 S_2 上断开并把它接到该指示器的接点3上。用导线把接点4连到停车信号开关 S_2 刚才空出的接点上。接点1和2接到汽车壳体上。

如果把音响指示器用作转弯标志灯的故障信号器，则可把它紧靠转弯标志断路继电器 K_2 安装。

刹车、挂档的液压传动系统和冷却系统采用液面指示器，当液面下降到低限时，该指示器向司机发出告警信号。这种指示器的主要元件是液面传感器，它浸在导电的液体中。刹车和挂档液压传动系统采用ГТЖА-2或“聂瓦”牌液体，冷却系统采用A40、A60防冻液、水、甲基醇和甘油的水溶液等。作为液面传感器采用金属接触棒或金属接触片，它们安装在液压系统注水箱中允许的最低液面位置上，或汽车散热器的颈部。传感器的金属片或金属棒由不锈钢制成，紧紧粘在塑料(聚乙烯、氟塑料)管中，这种材料的管不会被液体湿润，因为传感器要与汽车体很好地绝缘。通常车上电网电压经过高阻值的电阻加到传感器上，产生经过金属片和液体流向车体的电流。如果液面下降到传感器金属片位置以下，则流过该金属片的电流中断，从而指示出液面已下降到下限以下。

图12.13所示是刹车和挂档液压传动系统用的电子液面指示器的电路。它实际上是一个由晶体管 V_1 、 V_3 、 V_5 构成的开关装置，指示装置是灯泡 H_1 ，它接在晶体管 V_5 集电极，其型号为MH14(6.3V, 0.22A)。场效应管 V_1 的栅极用双绝缘软导线与传感器相连。传感器是一个金属棒，安装在塑料注水箱的盖上。在盖拧上以后，金属棒的末端在水箱中应处

却液有接触, 则有电流经过电阻 R_1 、 R_2 和冷却液流向汽车体, 因而晶体管 V_2 导通, V_3 截止, 灯泡 H_1 不亮, 音频振荡器不能接通电源电压, 因而不工作。如果散热器颈部液面低于传感器的金属片, 则晶体管 V_2 截止, V_3 导通, 灯泡 H_1 点亮, 于是音频振荡器(V_4)开始工作。同时, 电容器 C_1 经过电阻 R_4 、 R_5 充电, 结果, 在经过一定时间之后, 晶体管 V_1 导通, 后者又使 V_2 导通、 V_3 截止, 灯泡熄灭, 音频振荡器停止工作。这时电容器 C_1 经过电阻 R_4 、导通的晶体管 V_2 和灯泡 H_1 放电。经过一定时间之后 C_1 放电到一定程度, 晶体管 V_1 、 V_2 截止, V_3 导通。装置的这种间歇工作状态不断地循环, 一直到发动机散热器中的冷却液加足为止。

指示器中的变压器 T_1 可以采用任何一种扩大器用的变压器。喇叭 B_1 的功率可从 0.25W 到 2W 。晶体管 V_1 、 V_2 、 V_4 为同一型号, 它可用任何一种相应的低频晶体管替换, 该晶体管的集电极允许耗散的功率应不小于 50mW , 集电极和基极之间的允许电压应大于 30V 。 V_4 可用带任何字母标志的 $\Pi 4$ 、 $\Pi 201$ 、 $\Pi 202$ 、 $\Pi 203$ 、 $\Pi 210$ 、 $\Pi 213 \sim \Pi 217$ 等型号的晶体管。当电路的电源电压为 24V 时(某些型号的载重汽车用 24V 电压), H_1 可选用 26V 、 0.5A 的 MH-18 型灯泡。当电源电压为 12V 时(小客车用), H_1 选用 6.3V 、 0.22A 的 MH-14 型灯泡, 电容器 C_1 的电容增加到 $50\mu\text{F}$, 电阻 R_1 的阻值减小到 $2\text{k}\Omega$ 。当电源电压为 6V 时, 灯泡 H_1 必须改用 MH-3 型 2.5V 、 0.15A 的。在对指示器进行调试时, 应当注意, 只有当变压器 T_1 的绕组按确定的极性连接到电路时, 音频振荡器才会工作在自激状态。因此, 如果灯泡 H_1 闪烁, 但没有音频信号, 则必须把其中某个绕组的两个引线互换位置。 H_1 的闪烁特性可通过选配电阻 R_4 和电容器 C_1 来调定。声音的音色和频率可用电阻

R6和电容器C2来调整。

如果小功率发动机没有灭火，它还在工作，那么漫不经心的司机试图发动时，可能会把起动机弄断或使启动器的传动损坏。启动器接通闭锁装置能够防止上述事故。图 12.15 是BA3牌汽车用的启动接通闭锁装置的电路。电路中用了车

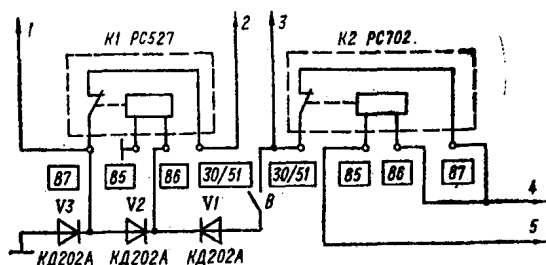


图12.15 BA3牌汽车启动接通闭锁装置电路

内已有的PC702型继电器，此外还采用了PC527 或 PC507B型继电器。当发电机没有输出电压时，PC702继电器接通仪表盘上的红色信号灯予以信号指示。通常BA3-2103或BA3-2106牌汽车采用PC527型继电器来接通头灯，ГАЗ-24牌汽车采用PC507B型继电器作为启动器的继电器。电路的引线1用红色导线接到启动器端子50上；引线2用红色导线接到点火锁扣的端子50；引线3用黑色导线连到发电机监控灯的端子；引线4用橙黄色导线连到保险盒；引线5用黄色导线连到发电机。二极管V1(型号KД202A)是隔离二极管，用来防止在启动器处于接通的状态下，当发电机产生足以使车内继电器PC702动作的输出电压时，接通发电机监控灯。二极管V2(型号KД202A)的用途是在启动器接通时保证继电器PC

了附加的继电器PC527(或PC507),减轻了控制启动器接通的点火开关的接点30和50的负荷。经过这些接点可能流过近30A的电流,因此它们是点火开关的薄弱部位,常常因烧损出故障。

加到启动器牵引继电器的电压要经过继电器PC527的端子30/51和87。为了接通PC527继电器,需要采用KM、KH-1、KП-1等型号的按钮开关S1。在这种情况下,要将经过插头连接器把点火锁扣的端子50和启动器牵引继电器的端子50连接起来的红色导线从点火锁扣上断开,然后连接到电路的引线1(继电器PC527的端子87)上。电路的引线2(继电器的端子30/51)可靠地连接到蓄电池的正极或点火锁扣的端子30上。继电器PC527线圈的一个端子(85)与汽车体相连,另一端子与按钮开关S1的一个接点相连。S1的另一接点经过隐蔽安装的开关S2的接点,连到汽车上已有的继电器P702的接点30/51上。开关S2安装在车箱内某个隐蔽的位置,作为保安装置,用以防止外人偷开汽车。经过PC527的接点流过的电流达30A,为了减少这些接点的烧损,采用了КД202A型二极管V1。二极管V2的用途是使该继电器自锁。如果在发动机未工作的状态下,把点火钥匙转到“点火”位置,并按下按钮S1,使其接点闭合,则电源电压经过继电器PC702的常闭接点加到继电器PC527的线圈上,于是该继电器吸合。这时电压将经过其接点(电路的引线1)加到启动器牵引继电器的线圈,从而保证了发动机的启动。继电器PC527接点一闭合,由于有二极管V2,只要按钮S1按着,电压就会一直加到该继电器的线圈上。这就保证了启动器“跟踪”发动机的工作状态,这种状态一直保持到发动机启动起来为止,尽管是继电器PC702的接点在发动机中的头几次起爆时可能早已断

开。如果发动机在工作，蓄电池充电监控灯不亮，则电压不可能经过PC702的常开接点加到继电器PC527的线圈上，因而启动器不可能接通。该电路可以采用带任何字母标志的V242—V248型二极管。经过图12.16标出的BA3牌汽车中的电路引线3、4、5，蓄电池充电监测灯继电器相应地接到监控灯(用黑色导线)、保险盒(用橙色导线)和发电机(用黄色导线)上。

如果用接点能承受更大功率的PC507B型继电器代替PC527型继电器，则其两个端子K换接端子85和86，端子C和B换接端子87和30/51。

启动器的接通闭锁电路，其装配需要采用截面不小于 1mm^2 的绝缘良好的多股软导线。向启动器牵引继电器线圈输送电压的导线，其截面应不小于 2mm^2 ，因为其中流过的电流可能达30A。

12.5 汽车发动机和汽车电气设备 的故障诊断装置

对曲轴的转数、车上电网电压、断路器接点闭合状态角进行监控，可以提高汽车发动机运行的经济性和可靠性。上述监控需要有相应的仪表来保证，借助这些仪表对汽车发动机和电气设备进行调整。系统监视车上电网电压可以提高蓄电池、灯泡、继电器和点火线圈、启动器发电机及其它部件的寿命。要保证汽车电气设备正常工作，车上电网电压应该保持在13—14V范围内。根据发电机的输出电压，调节继电器调整流过发电机激励绕组中的电流，使电网电压保持在上述范围。如果调节继电器发生故障，电网电压将偏离额定值，

这会造成蓄电池、发电机整流二极管、灯泡、点火线圈及其它耗能器件失效。汽车使用说明中有明确规定，要求把发电机的电压调到给定值上，并且要在 $\pm 0.1\text{V}$ 的精度内保持不变。测量具有这样精度的电压需要用带扩展度盘的电压表。其电路如图12.17所示。它是在K142EH5型集成电路A1的基

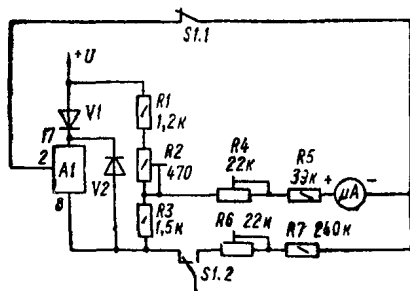


图12.17 电压指示器电路

础上构成的。输入电压加到集成电路的引脚17，而稳压后的6V左右的输出电压从引脚2输出。二极管V1和V2（带任何字母标志的Д311或Д312型二极管均可用），在电源电压的极性改变时，保护集成电路不被击穿。该电压指示器的基本电路是一个测量电桥，其两个臂由集成电路A1构成，另两个臂由电阻R1、R2、R3构成。在电桥的对角线上接微安表和限流电阻R4、R5。利用测量电桥可把10—15V电压扩展到电表的满刻度，这样可以提高读数的精度。借助开关S1可把微安表从集成电路A1上断开，以便用于测量0—15V电压。电压指示器的这一功能，在启动汽车发动机时或其它一些场合，用来测量蓄电池组的电压是很方便的。

图12.17电路中标出了电阻的阻值，它们相应于微安表满刻度电流 $50\mu\text{A}$ 。电压指示器在调试时先从量程扩展状态

开始, 这时开关 $S_{1.1}$ 处于闭合状态, $S_{1.2}$ 处在左边。把10V电压加到电压指示器上, 对该电压用0.5级精度的电压表或数字式电压表进行监测。旋转电位器 R_2 的旋钮, 使流过微安表的电流等于零。把输入电压提高到15V, 调整电位器 R_4 , 使电压表指针指在度盘的最后一个刻度上, 然后把开关 S_1 置于测量0—15V电压位置, 调整电位器 R_6 , 使电表指针指在度盘最后刻度上。当用其它量程的电流表时, 电阻 R_4 和 R_5 的总阻数可用5V电压除以该电表的满刻度偏转电流值求得。这时电阻 R_1 、 R_2 、 R_3 的总阻值应远小于 R_4 和 R_5 的总阻值; R_1 、 R_2 、 R_4 — R_7 的总阻值等于15V电压除以该电表满刻度偏转电流值得到的阻值。在电路中, 如果用 $\pi 814A$ 型稳压管代替二极管 V_2 , 用 430Ω 的电阻代替二极管 V_1 , 则集成电路 A_1 可以去掉; 这时, 经过开关 $S_{1.1}$ 加到测量电表上的已稳压应该从电阻和稳压管的连接点取出。

为了检测蓄电池组的工作状态, 电压指示器要转入10—15V测量状态。电压的测量要在汽车停车3—4小时以后进行。电表的读数超过12.5V表明蓄电池组已满充电。如果电压等于12.2—12.3V, 则蓄电池组的充电容量为额定充电量的50%; 若电压为12V, 则其充电量为额定充电量25%。

接通启动器时, 完好的蓄电池组上的电压不应下降到10.5V以下。当电动机以中等转数工作时, 车上电网电压应当为 $14.2V \pm 0.1V$ 。

带汽化器的汽车发动机中, 在整个轴的转数范围内可靠地产生火花, 在很大程度上取决于正确调整断路器接点的间隙。间隙值决定着接点闭合状态和断开状态两个周期之比。该比值代表断路器接点这两种状态的状态角, 断路器从其闭合时刻到断开时刻建立分配轴和凸轮。在4缸发动机中, 断

路器接点闭合和断开的状态角之和等于 90° 。减小断路器接点闭合状态角，或增大断开状态角，都对产生火花的能量有不利影响。断路器接点间隙大(闭合状态角小)、发动机轴转数高时，接点的闭合时间不足以使点火线圈中的电流达到最大值。那时点火嘴中的火花会较弱，因而对工作混合气的点火可能有漏爆。断路器接点的间隙小(闭合状态角大)时，接点一脏，在其断开时刻，接点间会产生电弧，使发动机难以启动，空转状态下很难正常工作。对于“日戈利”牌小汽车，最佳断开状态角的值为 $35^\circ \pm 3^\circ$ ，对于其它牌号的汽车，该值为 $47^\circ \pm 3^\circ$ 。

如果汽车上安装的是电子点火器，则为了检查和调整状态角，可以利用电压指示器(见图12.17)，这时指示器的工作状态置于0—15V电压测量状态。在电子点火状态，断路器接点上的电压从0V跳变到车上电网电压值(U_0)。如果把电压指示器(或万用表)接在断路器的两个接点上，则发动机工作时，电压的读数为 $U = U_0(\varphi/90^\circ)$ ，式中 φ 为接点的断开状态角。在普通的点火系统中，为了保证送到指示器上的电压是矩形脉冲，必须在指示器两个端子之间接一只稳压管，而在指示器和断路器之间接一只400—600 Ω 的电阻。发动机处于工作状态时，电压指示器指示的电压为 $U = U_{CT}(\varphi/90^\circ)$ ，式中 U_{CT} 是稳压管的已稳压。

断路器接点脏污会使点火装置的机电系统工作不可靠，其后果是发动机的功率下降或者发动不起来。接点脏污、烧损或氧化都会使接触电阻增大。为了确定接点的状态，在发动机工作、接点闭合以及点火装置接通的条件下，测量接点上的电压降。当接点状态完好时，其电压降不会超过蓄电池电压的2%。最大量程小于1V的电压表适用于检测接点的状

态。电压指示器的微安表(见图12.17)可适用于这种检测。这时把微安表从电压指示器上断开,然后与其串接一只限流电阻,其阻值应选为:当加上1V电压时,微安表的指针偏转到最大刻度。

汽车频闪观测器(图12.18)可以检测点火超前量离心调节器和真空调节器的工作是否正常,并能保证正确地调定点火的起始时刻。点火起始时刻调定不准确,哪怕只差 2° — 3° ,都会使发动机的功率明显下降,燃料消耗大量增加。在这种情况下,发动机可能会过热,对汽油的品级变得很敏感。

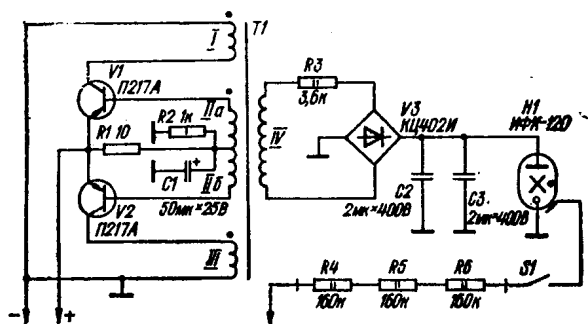


图12.18汽车频闪观测器电路

频闪观测器的工作原理是基于在发动机的第一个汽缸中电嘴产生火花的瞬间发出闪光这一道理。由于这个原因,在曲轴的飞轮或滑轮上受此闪光照射的定位标志看起来是不动的。这就使之在电动机的所有工作状态下,能够观察点火时刻和活塞通过顶部死点时刻之间的时差。如果点火超前角调定得不够准确,则可根据曲轴滑轮上的标志和工作着的发动机外壳上标志之间的相互位置,来确定应把点火超前角调节器的档板向哪个方向转动,和必须转动多少。

该装置中的光源是“闪光-70”牌闪光灯用的脉冲式光电管H1。该管工作需要的电源电压大约为250V，它由晶体管V1、V2和变压器T1组成的电压变换器来产生。整流器由二极管组件V3构成。光电管H1的点燃脉冲通过限流电阻R4—R6从第一汽缸中的电嘴取得。也可能有另外的方法取得点火脉冲，这就是借助电容式传感器。该传感器是一个绕在连接分电器和第一汽缸点火电嘴的高压导线上的线圈，它共有10—15匝，用直径0.5mm的任何一种导线绕制而成，绝缘厚度大约1mm。

变压器采用III16×20铁芯，绕组II_a和II_o用两根φ0.5牌号的导线同时绕制而成，匝数为21匝，绕组I、III用类似方法绕制，匝数7匝。绕组II_a和II_o的连接方法是把一个绕组的头与另一个的尾相连，在这个连接点上的连线作抽头用。绕组IV有500匝，导线φ0.2。C2和C3为纸介电容器，其工作电压不小于400V。晶体管V1和V2的参数选择得要基本一致。电阻R1为线绕电阻。可用Π214A型晶体管代替Π217A型晶体管。频闪观测器分两部分安装在两个机壳内较为方便，其中一个机壳内装电压变换器和储能电容器，另一机壳内装闪光灯。该装置在正确装配以后不需要调试即能正常工作。在有转速计的场所采用这种装置是很方便的。点火超前角的起始值要在发动机空转状态下调定，并且事先要充分预热。各部分的连接：第一汽缸点火电嘴接一只高阻值的限流电阻；如果采用电容式传感器，则把它的引线（绕在高压导线上的线圈的一端）接到闪光灯的点燃电极上；电压变换器与蓄电池相连。

根据汽车的不同型号，点火超前角的定位标志有的在飞轮上和发动机外壳上观测，有的一个标志在曲轴滑轮上观测，

另一个标志在发动机外壳上观测。在发动机处在工作的状态下，把频闪观测器的光射向飞轮或滑轮，这时，如果在飞轮(滑轮)和发动机外壳上看起来不动的两个标志不重合，则应移动点火超前角的挡板，直到两个标志重合为止。某些发动机的壳上刻有三个标志，它们相应于 0° 、 5° 和 10° 。在这种情况下，应使飞轮(滑轮)上的标志与发动机使用说明书规定的机壳上的那个标志(一般为 5° 标志)重合。

为了检查离心式调节器的特性，需要在发动机曲轴的滑轮上标出白色的和红色的两个标志。滑轮上已有一条标线，点火起始时刻就是根据这条标线调定的；上述白、红两个标志的标定位置也是相对于该标线确定的。白标志的标定距离相应于空转转数下离心调节器转角的两倍；红标志的标定距离相应于点火分电器凸轮最大转角的两倍(这些参数取自调节器说明书)。白、红两标志标定好以后，需要根据第一个汽缸确定断路器接点的断开时刻，在汽缸体上对着滑轮上的第一个标志标出一条固定的标线。如果车上装的是真空调节器，则要把它与汽化器断开。频闪观测器的传感器接到第一汽缸的电嘴的高压导线上。电动机发动以后，在第一个汽缸的电嘴内产生火花的瞬间，频闪观测的闪光灯闪光。在闪光灯的脉冲闪光下，滑轮上的标志看上去将是不动的。如果这些标志无规则地移动，则表明分电器的外壳或凸轮安装得不符合要求。在排除了这个因素之后，借助测速发电机，用工作混合气量调节螺杆把发动机轴的转数调定到使用说明书规定的数值，这时如果第一动标志和固定标志不重合，则用辛烷值校正器使其重合。平滑地增加曲转的转数，观察这些标志的移动情况。在离心调节器采用软弹簧的情况下(“软”调节器)，当发动机轴的转数小于调节器特性规定的转数时，第二个标

志与固定标志重合。在离心调节器采用硬弹簧的情况下(“硬”调节器),转数即使达到了最终值,第二标志也不会与固定标志重合。

对于装着“软”调节器的发动机,不允许用低品级的汽油运行,而带“硬”调节器的发动机,其功率和经济性都会下降5%以上。

在进行了上述观测和调整之后,需要对点火超前时刻进行最后的调整,以便在调节器特性规定的发动机转数下,使第二个动标志与固定标志重合。

真空调节器工作状态的检查要在轴的转数为2000—2500转/分的情况下进行,这时要迅速地把调节器管接到汽化器上。在频闪观测器的闪光下,滑轮上的被观测标志应急剧移动。如果没有出现这种情况,则表明:可能由于管子压伤或梗塞,从进气调节器来的负压没有传递到真空调节器;或者可能是调节器本身损坏(活塞杆给咬住了,或膜被压伤)。

自制的或工业生产的电容式(可控硅式)点火系统在装到汽车上以前,应该对其工作性能预先进行检查。这种点火系

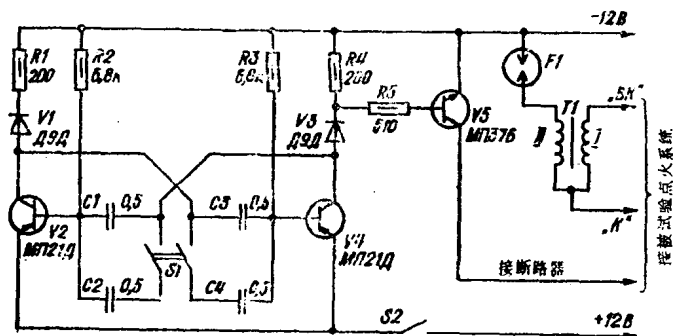


图12.19 电子点火系统检测装置电路

统的检查装置，其电路如图12.19所示。它包括由晶体管V2、V4构成的对称多谐振荡器和晶体管V5构成的电子开关。用该装置可以模拟点火分电器的工作状态。当四缸发动机的曲轴转速为6000转/分时，该分电器以200Hz的频率对点火线圈初级绕组中的电流进行斩波。因此，在图上标出的元件额定参数下，多谐振荡器的振荡频率大约为200Hz；借助开关S1接入附加电容C2和C4以后，可把该频率降低到100Hz。用电子开关V5模拟断路器接点的工作。晶体管V5的集电极接到点火系统中可控硅的触发电路。作为火花放电器可采用标准的点火电嘴。如果电嘴的电极之间的间隔增大将近一倍，则在开放的空气中电嘴内产生火花的条件和机内的情况是一样的。因此，在检查电子点火系统以前，要把电嘴电极之间的间隙加大到大约1.2mm。用5个接线端子把该检测装置接到受校验的点火系统和电源(蓄电池)上。根据放电器F1间隙中是否有火花、火花的强度、流过火花放电器的电流值及其波形，来监控受验点火系统的工作性能。电流值及波形用高波器监测。在放电器F1和-12V电源母线之间接一只电阻(100—300 Ω)，测出该电阻上的电压幅度，根据该幅度和电阻的阻值求得放电器F1电路中的电流幅度，其值可达80mA。火花的作用时间应该持续300—500 μ s，在此时间内放电电路中应有电流。如果火花的作用时间比这个时间短，则冷的发动机发动困难，燃料不能充分燃烧，发动机的功率下降，废气毒性增大。

当火花的作用时间增大到1.2—1.5ms时，点火超前角需要的调定精度要求明显降低(从1°—2°降到3°—5°)，但这时由于电极的电化腐蚀作用，点火嘴的寿命缩短。

用该检测装置校验电子点火系统时必须记住，点火线圈

高压引线上的电压可高达20kV。因此，其结构设计应该能够保证操作人员的安全。上述装置也能适于检测由6V电压供电的电子点火系统。

可控硅点火系统中，储能电容器的电压不能用一般的电压表测量，而必须用示波器或脉冲电压表测量。如果没有这些仪表，则可利用图 12.20 所示电路测量；该电路中采用了 КД120А, КД105Б、Г, КД109Б、Б型二极管，这些二极管旁接高阻值的电阻，以平衡它们的反向电阻。采用 КД105Г

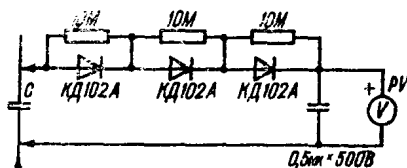


图12.20 储能电容器上的电压测量电路

КД109Б 型二极管可不用电阻旁接。直流电压表PV的电压量程为400—500V，消耗的电流不大于50 μ A。

测量电子点火系统储能电容器上的电压，要在发动机处于工作的状态下进行，或者借助电子点火系统的检测装置(图 12.19)。在发动机的最大转数下，该电压不应低于300V，否则可能发生个别漏点火，使发动机功率下降，汽油消耗量增大。

汽车转速计(测速发电机)可用来对发动机进行很多校验和调整，如汽化器、分电器、和传递膜盒的调整，充电装置的连接情况检测，汽车电压稳压器的检查和调整，以及汽车运行时发动机工作状态的检测，以保证发动机输出最大功率(例如曲轴5000—5500转/分)或者在轴上具有最大力矩(如

3000—3500转/分)。

图12.21是由晶体管组成的转速计电路。它的基本工作原理是产生一个流过电流表PA1的电流，该电流的平均值与从点火系统断路器送到端子X1的脉冲重复频率成正比。晶体管V2、V3构成等待触发多谐振荡器，产生幅度和宽度恒定的脉冲，流经测量电表的电流就是由这些脉冲决定的。在起始状态，二极管V1和晶体管V2导通，而晶体管V3截止。这时经过电表PA1没有电流流过，电容器C2充电，它充到实际上等于

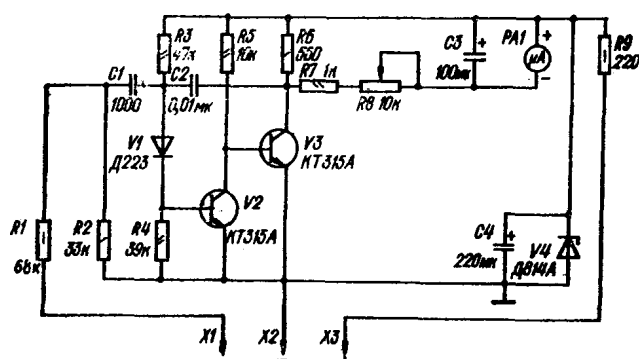


图12.21 由晶体管构成的汽车转速计电路

稳压管V4的稳定电压值。当从点火系统送来的负极性电脉冲到达端子X1时，二极管V1和晶体管V2都截止，而晶体管V3导通。从此时刻开始，经过电表PA1开始有电流流过，其值取决于稳压管V4的稳定电压和电阻R7、R8的总电阻。该电流流过电表的持续时间与时间常数R3、C2成正比。电容器C2的放电电流随时间下降，使二极管V1阳极上的电压上升，当其大约升到+1.2V时，二极管V1和晶体管V2导通，V3截止，于

是流过电流表PA1的电流终止。因此，流过PA1的电流平均值与点火系统产生火花的频率或发动机曲轴的转数成正比。选择时间常数 $R_3 \cdot C_2$ 时必须考虑多谐振荡器产生的脉冲，其宽度既不能过宽，也不能过窄。脉冲宽度变窄，就需要提高测量电表PA1的灵敏度，而 C_3 必须选择损耗和寄生电感都很小的高质量电容器。在发动机曲轴的最大转数下，该脉冲的最佳宽度大约为脉冲最小重复周期的70—80%。

该装置中采用的元器件：微安表PA1，型号M4200，满刻度偏转电流 $100\mu A$ ，也可以采用满刻度偏转电流 $500\mu A$ 的其它型号的微安表，但这时需要增大电容器 C_2 的电容量。KT315A型晶体管可用KT315、KT342、KT3102、МП101、МП111等型号代换。Д223型二极管可用Д219、Д220型号的代换，Д814A型稳压管可用Д814Б、Д808、Д809型号代换。

刻成转/分的仪表度盘实际上呈线性。刻度频率由公式 $F = Nn/30k$ 来确定，式中 n ——仪表度盘的刻度点转数值，转/分； N ——汽缸数，发动机冲程数（等于2或4）。例如，对于4冲程发动机，度盘上相应于1500转/分那一点的刻度频率等于50Hz。这样就能根据电网频率在仪表盘的一点进行刻度。为了在仪表盘若干点上刻度，需要一台脉冲信号发生器，脉冲的重复频率从20Hz到200Hz可调，幅度不小于20V，例如Г5-54型脉冲信号发生器就能满足上述要求。

把转速计接到电流达200mA的电源上以前，必须把可变电阻 R_8 调到最大值，以防止微安表损坏。在电源已经接通、脉冲发生器还没有送出触发脉冲的情况下，微安表的指针应处在度盘的零刻度上。如果微安表指针偏转，则这可能表明起始状态下晶体管V3没有充分截止。

该装置要在发动机停止工作以后才能接入。其端子“—”

接到汽车壳体上，端子“+”接蓄电池的正端子，而端子X1接转速传感器。该传感器是把直径 $\phi 0.5-1\text{mm}$ 的导线用绝缘质包上后绕在高压导线的芯线上制成的，共有10匝，该高压线从点火线圈引到分电器上。把传感器接到转速计端子X1的导线不要有屏蔽套。转速计安装好以后，把发动机启动起来，从电表度盘上读出曲轴每分钟的转数。

图12.22的汽车转速计，它由集成电路K11B553组成。其工作原理与图12.21所示的电路工作原理相同。组件D1.1和D1.2构成等待触发多谐振荡器。电容器C2和电阻R3、R4构成时控电路。去耦倒向器D1.3用来防止负载影响多谐振荡器的工作。V3和R5组成参量电压稳压器，用以稳定多谐振荡器的脉冲幅度。集成电路D1的供电电路在图中没有示出，它也由

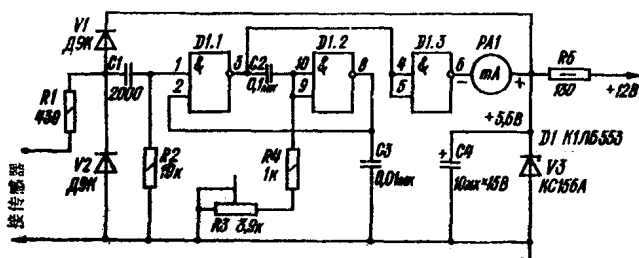


图12.22 由集成电路构成的汽车转速计电路

稳压器供电。V1、V2为限幅二极管，形成触发多谐振荡器的脉冲。触发脉冲来自传感器，该传感器与图12.21所示转速计配用的相似。在等待多谐振荡器的脉冲其幅度和宽度不变的情况下，流过毫安表PA1的平均电流与触发脉冲的频率成正比，即与发动机曲轴转数成正比。测量电表PA1的度盘刻度和由晶体管组成的汽车转速计电表刻度一样。在图12.22所示的电路中，采用指针满偏转电流1mA的毫安表。在对转速表

调试时，如果把多谐振荡器的脉冲宽度调到等于触发脉冲最小重复周期的70—80%，则必须与测量电表串接一只阻值不小于240 Ω 的限流电阻，以防止电表过载。选用的毫安表PA1应该是耐颠簸和耐振动类型的。

第十三章 无线电工程和无线电 电子学中的测量

13.1 测量误差及其类型

测量这种或那种物理量，即是把该物理量与仪表盘上标出的单位进行比较。如果仪表的度盘是以被测物理量的单位刻度的，则这种测量称为直接测量；如果为了得到所求的物理量还必须进行相应的计算，例如根据物体的高度、宽度和长度求其体积，则这种测量称为间接测量。

只有当测量仪表的参数与所测信号的参数相适应的条件下，才能实现正确的测量。测量时会产生误差，即测量的结果可能偏离所测物理量的真实值。测量的绝对误差 $\Delta A = A - A_0$ 是以被测物理量的单位表示的误差，式中 A 为测量结果， A_0 为被测物理量的真实值。相对测量误差 $\delta A = \Delta A / A_0$ 。测量仪表的绝对误差 $\Delta A_{\text{П}}$ 是仪表的读数 $A_{\text{П}}$ 与被测物理量真实值之间的差值： $\Delta A_{\text{П}} = A_{\text{П}} - A_0$ 。测量仪表的相对误差 $\delta A_{\text{П}} = \Delta A_{\text{П}} / A_0 \approx \Delta A_{\text{П}} / A_{\text{П}}$ 。

测量仪表的最大误差(不考虑符号)决定它的精度等级，它通常用1, 1.5, 2, 2.5, 4, 5, 6这些数字符号表示,是百分比的意思。例如，若一个电压表的精度等级为4级，它的指针读数是100V，则测得的电压的误差即为 $\pm 4V$ 。

13.2 电流、电压和功率测量

无线设备的工作状态经常用电路中的电压和电流来表征。直流电流和交流电流的平均值通常用磁电式电表测量。可用这类电表根据其指针的最大偏转来测量超低频段的电流幅度。在音频频段，整流后的电流平均值，可用由变换器(二极管整流器)和磁电式电表组成的电流表来测量。频率达几百兆周频段的电流有效值用热电式电流表测量。这种电表包括一个热电耦，它受所测电流加热而产生温差电势。

整流平均值电流表可用几种电路实现(图13.1)，它们之间的区别在于整流器的构成方法不同。图13.1a所示电流表，其读数与电流正半波的平均值，即整流平均值的一半成正比。电阻的阻值选择得等于电表线圈的电阻值，从而保证电流表相对于外部电路具有线性。图13.1b所示电流表包括一个桥式变换电路，其读数相应于被测电流的整流平均值。整流平均值电流表，其频段的下限频率为10—30Hz，这是由磁电式电表活动部件的惯性限定的；该仪表的上限频率通常不超过10—30kHz。在工作频率范围内，整流平均值的测量误差为1.5—3%。

在热电变换器基础上构成的有效值电流表包括热电耦和被测电流从中流过的热加器。热电偶的冷接点接到磁电式电表上。

最简单的直流电压表和整流平均值电压表的构成与电流表相似，不同的是与电表串联了一个附加电阻。电子式电压表具有很高的输入电阻，它用在频率高达几个兆周的频段内。

磁电式电压表最广泛地用于在直流电路中直接测量电压。这类电压表通常可以测量300V以下的电压，而其中线圈

的电流设计考虑不大于50mA。借助附加电阻或分压器可以扩展电压表的量程。通常借助接到直流电压表上的高频探头来测量小信号射频交流电压。高频探头由整流器和RC低通滤波器

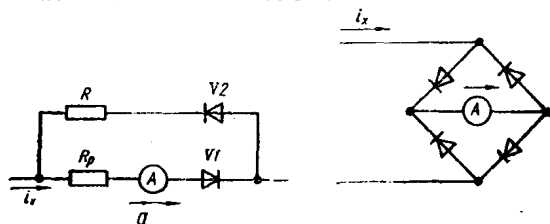


图13.1 整流平均值电流表电路

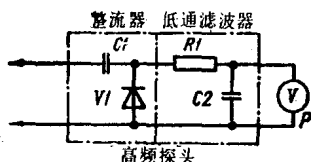


图13.2 测量小信号高频电压的电路

器组成。在这些电压表中通常采用锗二极管，因为在信号幅度小时，硅二极管的整流效率急剧下降。

电阻 R_1 的阻值应该这样来计算，即它与微安表一起构成一个量程为1V的直流电压表。

当测量精度为15—20%时，微安表的度盘可不必校准。为了提高测量精度，可利用由下式计算得出的刻度表

$$N = N_0 \frac{n}{\sqrt{u_{s\phi\phi}}}$$

式中 N_0 ——微安表度盘上的全部刻度数； N ——输入端的电压 $u_{s\phi\phi} \leq 1V$ 时，电表指针偏转的刻度数； n ——与测量电表满偏转电流有关的指数，对于量程 $50\mu A$ 、 $100\mu A$ 、 $200\mu A$ 的微安表，其值分别为1.22，1.26，1.3。

采用量程 $100\mu A$ 的微安表的电压表，其度盘刻度的计算

数据列于表13.1。

表13.1 刻度数与输入电压的关系

N	100	80	80	70	60	50	60	30	20	10
$U_{\text{эфф}}$	1	0,92	0,84	0,75	0,66	0,57	0,48	0,38	0,28	0,16

表13.2 各种二极管的整流效率

二极管 型号	Д2	Д9	Д18	Д20	Д310	Д311	Д312	ГД402	ГД507	ГД508
k_f	0,6	0,6	0,9	0,85	0,6	0,85	0,4	0,9	0,8	1

随着频率的增高，交流整流器的效率将下降。各种不同型号的二极管在30MHz频率上的整流效率与0.3MHz频率上整流效率之比 k_f ，其大致数据如表13.2所列。这种高频电压表的输入电阻大致等于 $0.33R_1$ 。选择二极管时，应该考虑作用到二极管上的反向电压大致等于 $3u_{\text{эфф}}$ 。

在直流电路中用间接的方法能够很容易地测定其功率。为此先测量电路中的电压和电流，然后把两个测量值相乘。但是，用这种方法测量功率不太方便，而且测量精度低。

在工频正弦波单相电路中，用电动式瓦特表(图13.3)测量有功功率，而较少采用动铁式瓦特表。测量误差主要取决于与电表并联的电路的电阻，该电阻决定着转动线圈的电压矢量和电流矢量之间的相移角 φ_u 。瓦特表的角误差 $\delta\varphi_u\% = \varphi_u \tan\varphi_u \cdot 100$ 。由此可见，在 $\cos\varphi$ 低的电路中用瓦特表测量功率，会带来很大的误差。

用电动式瓦特表测量无功功率，必须使该电表线圈中的电压和电流矢量之间的相移等于 $\pi/2$ 。为此接入了一个电阻 R 和一个附加线圈 L ，如图13.4所示。这时电表转动部分的转

角用下式确定

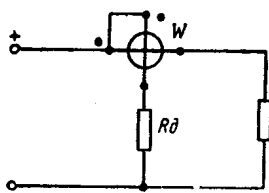


图13.3 瓦特表在直流电路中的连接图

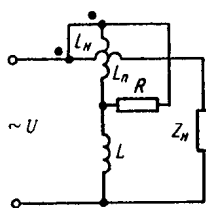


图13.4 无功功率测量电路

$$\alpha = S I_H u \cos(90^\circ - \varphi) = S I_H u \sin \varphi$$

式中 S ——电表的灵敏度； I_H ——负载电流； u ——负载上的电压。

在高频电路中，功率主要用电子功率计或者借助示波器用间接的方法来测量。

13.3 信号时间间隔、重复周期和频率及频偏的测量

测量时间间隔和重复周期主要有两种方法：示波法和电子计数法。

示波法是，使示波器工作在线性扫描状态，然后根据显示的被测电压的波形进行测量。这种测量方法带来的误差为百分之几。具有螺旋扫描的时间间隔示波测量仪，其测量误差很小。当前最普遍的是采用电子计数方法来测量重复周期和时间间隔。这种方法的基本原理是，在所测时间间隔范围内对标准频率(f_0)发生器的脉冲数目计数。时间间隔测量仪包括起始脉冲形成器 $\phi Y1$ 和清零脉冲形成器 $\phi Y2$ (图13.5)。这两个脉冲相应于被测时间间隔的起始和终止，它们经过控

制单元送到脉冲选择器，在这两个脉冲的作用下，在被测时间间隔内，来自标准频率单元的、频率为 f_0 的脉冲被选择器选出以后，由计数器计数。被测时间间隔等于记录下来的脉冲个数乘以他们的重复周期。提高频率 f_0 可以降低时间间隔的测量误差。

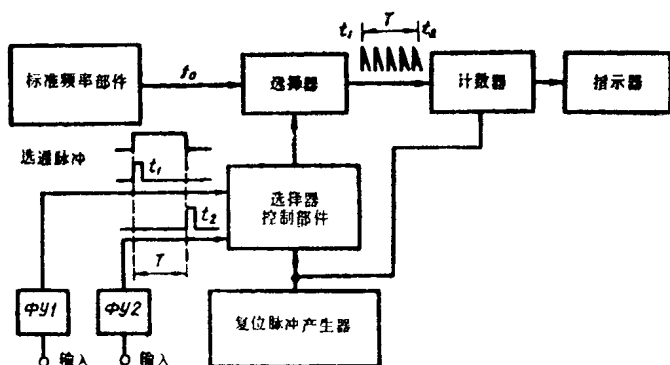


图13.5 时间间隔测量电路

频率测量可以采用以下方法：电子计数法，电容器充放电法，被测频率与标准频率比较法，以及借助无源选择性回路法等。采用第一种方法的频率测量仪叫做数字式频率计，采用其它方法的频率测量仪叫做模拟式频率计。

所谓电子计数法，就是在标准时间间隔内对被测信号的周期计数。用这种方法测量的频率可达500MHz。

电容器充放电法是测量电容器充电或放电电流的平均值，因为该平均值与被测频率有关。在几百千赫以下的频率范围内，这种方法的测量误差为1%的量级。

在包括超高频在内的很宽频率范围内，用被测频率与标

准频率进行比较的方法得到的测量误差能够小到 10^{-11} 的数量级。通常这种比较要借助示波器。

用无源选择性回路(谐振回路和谐振器)测量频率,就是把电路调谐到谐振,然后根据调谐回路的参数来求出频率。这种方法的测量误差为 10^{-4} 数量级。

电子计数式频率计(图13.6)包括输入装置(形成器)、时间选择器、十进制计数器、选择器控制单元、标准时间间隔单元和显示器。形成器把被测频率 f_x 的输入信号变换成窄脉冲(计数脉冲),在时间 T_0 内经过时间选择器送到十进制计数器的输入。选择器控制单元和标准时间间隔单元一起产生宽

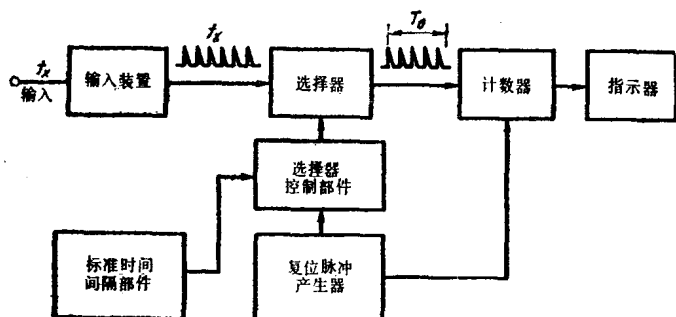


图13.6 电子计数式频率计方框图

度为 T_0 的控制脉冲。由显示器在 T_0 时间内记录,并由计数器计数的脉冲个数 N 与频率 f_x 成正比,即 $N = T_0 f_x$ 。如果形成测量时间间隔 T_0 的时刻与频率 f_x 的一个脉冲到达时刻不对应,则频率测量的最大相对误差为 $\delta = \pm 1/T_0 f_x$ 。由此可见,用上述方法测量音频频率的误差很大。测量低频振荡的周期的情况见图13.7。

输入信号由形成器和选择器控制单元转换为宽度为 T_x 的控制脉冲，在 T_x 时间内选择器导通，计数器对标准频率 f_0 脉冲记录，如果共记录了 N 个脉冲，则被测信号的周期为 $T_x = N/f_0 = Nt_0$ ，式中 $t_0 = 1/f_0$ 。测量周期的相对误差其最大值不超过 $\delta = \pm 1/f_0 T_x \pm 1/N_0$ 。

测量频率的最简单方法是采用电容式频率计(图13.8)。如果电容器 C 以被测频率周期性地接到电压源，并经过磁电

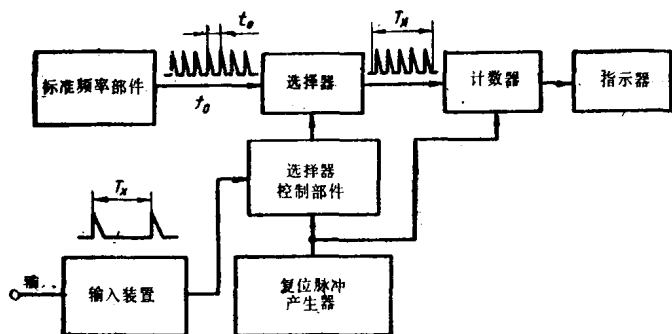


图13.7 周期测量的原理框图

式电表放电，则通过该电表流过的电流其平均值 $I_0 = Cf_u(u_1 - u_2)$ ，式中 u_1 和 u_2 分别为电容器充电达到的电压和放电后其上的电压。采用这种方法的电容式频率计，其电路图如图13.9所示。晶体管 V_1 起开关作用，它在被测信号的负半周导通，因而 $C_2 - C_5$ 中的一个电容器充电，在信号的正半周期内该晶体管截止，电容器经过电表 V 放电。电容器充电是经过晶体管 V_1 的导通的二极管 V_2 ，而放电是经过电阻 R_3 、导通的二极管 V_3 和电表 V 。

流过电表的电流其平均值与被测频率成正比，即 $I_0 = (2-5)Uf_u$ ，式中 U ——电池电压。为了消除由于输入信号电

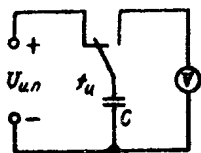


图13.8 电容式频率计

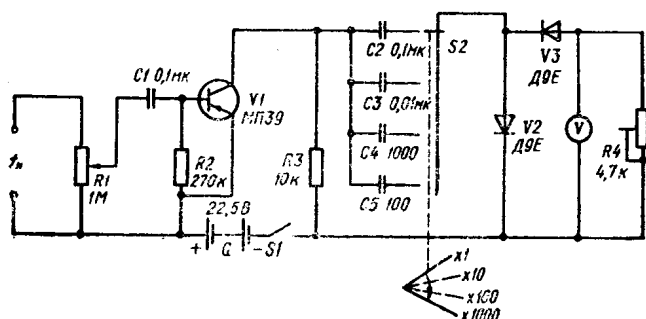


图13.9 电容式频率计原理图

平变化产生的误差，输入信号的电平应该大于0.5V。被测频率的整个范围分成4个分频段：0.1、1、10、100kHz。电阻 $R4$ 用来在各个分频段的边界频率上对电表进行校正。校正时要借助标准测试信号发生器。该频率计采用的是满偏转电流 $50\mu A$ 的表头。

用比较法测量频率 f_x 是把 f_x 与标准频率 f_0 进行比较，这时调节 f_0 以便满足等式 $f_x = f_0 - \Delta_{cp}$ ，式中 Δ_{cp} ——频率比较误差，其值取决于标准信号发生器的频率稳定度和频率相等的指示方法。借助耳机指示，用零拍频的方法测量未知频率时，在混频器中产生复合频率 $mf_x \pm nf_0$ 的振荡，式中 m 、 n 为整数。测量时调节 f_0 ，使耳机中听到的声音 F_H 最低，然后根

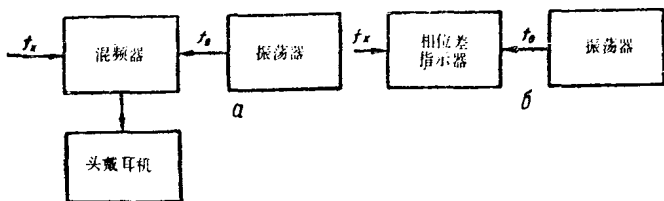


图13.10 与标频比较测量频率的方框图

据标准信号发生器的度盘读取 f_0 ，并用下式求出被测信号频率

$$mf_x - nf_0 = F_H$$

当 m 、 n 未知时，用这种方法测得的信号频率不是单值的。为了消除这种多值性，应该预先知道 f_x 的大致数值。在这种情况下，选择 $f_0 \approx f_x$ ，以保证 $m = n = 1$ 。

如果比较 f_0 和 f_x 振荡的相位 (13.106)，则这种频率比较法的测量误差最小。测量时调节 f_0 ，使两个振荡的相位差 ($\varphi = (\omega_x - \omega_0)t + \Delta\varphi$) 恒定不变，这时 $\omega_x = \omega_0$ 。利用相位计作频率相等的指示器时，测量误差主要取决于标准频率的调定精度。

借助选择性无源电路来测量频率，主要是把选择性回路调谐到被测信号的频率上。目前得到实际应用的是谐振式波长计(频率计)，应能覆盖的频率范围从几百千赫到几百兆赫。

未知频率 f_x 的信号加到由标准线圈 L 和可变电容器 C 构成的回路上，该回路由可变电容 C 进行调谐。磁电式电表经过检波器与谐振回路相连，根据该电表的最大读数来确定谐振点，然后从电容器的度盘上读取被测频率的数值。在米波和分米波段，振荡回路可用一段波阻抗为 W 、终端短路的同

轴线制成。这段线的最大长度选为小于 $1/4$ 波长。

模拟式频率计的精度不如数字式频率计的精度高。但是模拟式频率计比数字式频率计简单得多，造价也低得多，并且更容易掌握。模拟式频率计的主要缺点是，频率增高时其绝对测量误差增大。克服这一缺点的方法是，可用变频的方法把对未知频率的测量改为测量该频率与基准频率（接近于被测频率）的差频。为了变频，可采用带动态写入控制的同步D触发器，其信息输入端D和输入端C分别加入重复频率 f_1 和 f_2 的矩形脉冲，而在其输出端得到重复频率为 f_3 的脉冲， f_3 等于 f_1 和最接近的 f_2 的那个谐波之差的绝对值。在 f_2 固定不变的条件下， f_3 与 f_1 的关系如图13.11所示。因此，如果把 f_1 取作被测频率， f_2 为稳定的基准频率，用模拟式频率计测量 f_3 ，则测量范围为 $0-f_2$ ， f_2-2f_2 ， $2f_2-3f_2$ ，以此类推。

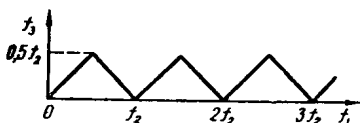


图13.11 在输入端C的信号频率 f_2 固定不变的条件下，D触发器输出信号频率 f_3 与其信息输入端D上信号频率 f_1 的关系

在每个分频段范围内，随着被测频率的增大，变频器输出端上的频率 f_3 开始线性增长，一直到 $0.5f_2$ ，然后从该值线性下降，直到等于零。

模拟式频率计(图13.12)的工作频率范围从100Hz到10MHz，输入信号幅度0.5—5V，输入阻抗大约为50Ω，最大测量误差100Hz，消耗功率2W。输入信号由输入变换器(D1.1、D1.2和D1.3)变换成矩形脉冲，然后送到分频器D2、D6、D7。根据选定的测量分频段，这些分频器或接入

被测频率的电路，或接入基准频率的电路，以便送到变频器（触发器D4.1）输入端的两个信号频率是同一量级，这样可以消除测量的非单值性。从脉冲形成器送到变频器输入端的脉

图13.12 模拟式频率计电路

校正仪表的步骤是：将按钮开关 $S1$ 按下，把触发器 $D4.1$ 置于分频状态，分频比为 2，然后调整电位器 $R5$ ，使微安表指针指到度盘的最后一个刻度上。相继按下“ $\times 100$ ”、“ $\times 10$ ”、“ $\times 1$ ”、“ $\times 0.1$ ”按钮，在指针式电表上先读取 MHz 位频率，然后依次读取 100kHz 位、10kHz 位、1kHz 位和 100Hz 位的频率数值。根据接通的是哪一支发光二极管，相应地读正向度盘或反向度盘。

把调频振荡的频率变化转换为与频偏成正比的电压变化，用这种原理来测量频偏，其精度能够达到大致 5—7%。借助电子计数式频率计，通过记录基准外差振荡器的信号和调频信号零拍频的方法来测量频偏，其精度可提高到 2%。测量时，使调频信号和基准外差振荡器的信号混频（图 13.13），混频的结果产生差频信号，经放大器放大后送到示波器进行显示。当输入信号的频率与外差振荡器的信号频率一致时，在示波器屏幕上观察到零拍，它表现为一段特有的水平线；在调频信号的频率变化过程中，上述两信号的频率每重合一次，该水平线段就出现一次。在外差振荡频率等于调频信号中心频率的情况下，调制频率每经过半周，零拍就出现一次。测量频偏的具体方法是：把外差振荡器调到调频信号的最高频率 f_1 和最低频率 f_2 ，并用电子计数式频率计测出这两个频

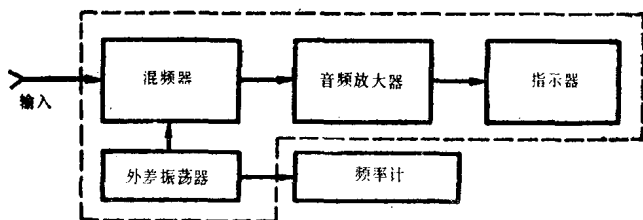


图13.13 零拍显示法测量频偏的方框图

率，然后由公式计算得出频偏为 $\Delta f_{\text{ДЧБ}} = (f_1 - f_2)m$ ，式中 m 为信号的谐波序号。

13.4 相位测量

所谓两个简谐振荡 $u_1 = U_1 \cos(\omega_1 t + \varphi_1)$ 和 $u_2 = U_2 \cos(\omega_2 t + \varphi_2)$ 的相位差，就是两个余弦幅角之差： $\varphi = (\omega_1 t + \varphi_1) - (\omega_2 t + \varphi_2) = (\omega_1 - \omega_2)t + (\varphi_1 - \varphi_2)$ 。当 $\omega_1 = \omega_2 = \omega$ 时，相位差 $\varphi = \varphi_1 - \varphi_2$ ，并且与时间无关。设用 t_1 和 t_2 表示交变电压其相位重合的两个时刻，则根据等式 $\omega t_1 + \varphi_1 = \omega t_2 + \varphi_2$ 得到 $\varphi = \varphi_1 - \varphi_2 = \omega(t_2 - t_1) = 2\pi(t_2 - t_1)/T_x$ ，或者以度表示成 $\varphi^\circ = 360(t_2 - t_1)/T_x = 360T_1/T_x = 360f_x \cdot T_1$ ，式中 $T_x = 1/f_x$ ——振荡周期， f_x ——被测信号频率， T_1 ——两个振荡的相位两次相等的两个时刻之间的间隔。由此可见，当振荡和频率已知时，两个振荡的相位差可通过测量时间间隔 T_1 来确定。

可采用以下主要方法对相位差进行测量：示波器法，其基本原理是把相位差变换成在示波器上光点运动的轨迹——相应的椭圆图形（也叫做李萨茹图形）；先把相位差变换成电流或电压，然后对这些量进行测量；补偿法——借助校正好的移相器把其中一个振荡移相，相移量等于所研究的两个电压的相位差，然后从移相器度盘上读取相移量；数字法——把相位差变换成数字，然后用数字读取设备读出。

用李萨茹图形法测量相位差时，两个相比较的电压分别加到示波器的垂直和水平扫描电压放大器上，在荧光屏上观察到椭圆波形，其形状与两个简谐振荡的相位差有关。根据椭圆图形（图13.14）的形状，利用公式 $\sin\varphi = h/H$ 或 $\operatorname{tg}\varphi/2 = b/a$ 可求出相位差 φ ，也就是先从图形上测出 h 和 H 或 a 和 b 的长

度，然后根据随便哪种三角函数表，查找相应的角度。

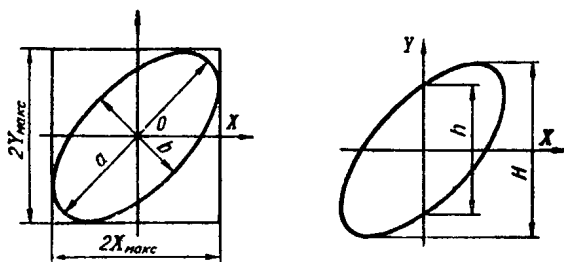


图13.14 根据椭圆图形的尺寸求相位差的原理示意图

13.5 电容和电感的测量

对电容和电感进行测量时，必须要考虑到频率、温度、湿度、外界电磁场等对测量结果的影响。

电容的间接测定法是，先测量有电容器的电路的参量，然后进行计算，求出被测电容量。用来间接测定电容的电路

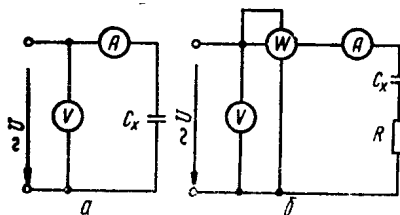


图13.15 间接测定电容的电路

如图13.15所示。如果不考虑电容器中的损耗(图13.15a)，则电容量可根据电流表和电压表的读数按下式求得

$$C_x = I / \omega u$$

如果电容器中存在损耗(图13.156), 则其电容可按下式求得

$$C_x = I^2 / \omega \sqrt{U^2 I^2 - p^2}$$

式中 I ——流过电容器的电流; U ——加到电容器上的电压; p ——损耗的功率。

电容器的损耗或者通过损耗功率 $p = UI \cos \varphi$ 来确定, 或者通过损耗角, 即 $p = I^2 \tan \delta_x / \omega C$ 来确定。由此 $\cos \varphi = p / UI$, $\tan \delta_x = p \omega C / I^2$ 。

间接法测量电容的精度不高。采用比较仪并直接读取被测电容量, 这种测量方法精度要高得多。交流电桥就是一种比较仪, 如图13.16所示。该电路所示的电桥中, 一个臂接被测电容器 C_x , 它的损耗电阻为 R_x ; 另一臂接标准电容器 $C_{0\delta}$, 其电阻为 $R_{0\delta}$; 其它两臂接标准电阻 R_1 和 R_2 。电桥的平衡条件是 $(R_x + 1/j\omega C_x) R_2 = (R_{0\delta} + 1/j\omega C_{0\delta}) R_1$ 。由此, 当 $R_x R_2 = R_{0\delta} R_1$ 时, 得到 $C_x = C_{0\delta} R_2 / R_1$ 。

电容器中的损耗按公式 $\tan \delta_x = \omega R_{0\delta} C_{0\delta}$ 来确定。电桥预先用电位器 $R_{0\delta}$ 和 R_2 调平衡。这两个电位器装有刻着 $\tan \delta_x$ 和电容的度盘。为了使电桥平衡, 既要调整 $R_{0\delta}$, 也要调整 $C_{0\delta}$ 。调平衡采用逐次逼近法: 反复交替调整每个元件, 直到比较仪的指示器的读数最小为止。电桥调平衡所需要的最少操作次数取决于它的收敛性。作为指示器可以采用带检波器的磁电式电表, 但效果最好是用阴极射线管显示器。在其中一对频转板上加上一定的基准电压, 另一对偏转板上加上从电桥对角线上取出的电压。采用这种指示方法既可以跟踪电压的模量, 又可以跟踪电压的相位, 这样可以加快电桥调平衡的过程。作为调整元件采用标准电阻和标准电容器。电感的测量也可采用类似方法, 只是把未知容量的(被测)电容器和标准电容

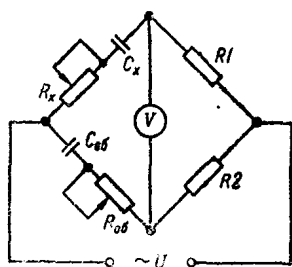


图13.16 测电容用的桥式电路

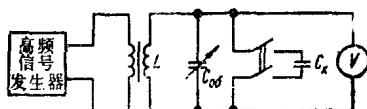


图13.17 用替代法测量电容的电路

器相应改换为被测电感和标准电感器。

采用电桥电路测量参数 L 、 C 、 R 的误差取决于以下主要因素：调定电桥平衡的误差；电桥各臂电阻的不稳定性；从度盘上读取标准元件值的误差，以及电源电压的不稳定性等。指示器的灵敏度越高，电桥调平衡的误差越小。

测量电容广泛采用替代法(图13.17)。图中回路由线圈 L 和标准电容器 $C_0\delta$ 组成。高频信号发生器的电压送到回路的输入端，调整已校准的电容器 $C_0\delta$ ，使回路谐振并读取电容值 $C_0\delta_1$ ，然后把被测电容器与 $C_0\delta$ 并联，把回路重新调谐，得出电容值 $C_0\delta_2$ 。然后按公式 $C_x = C_0\delta_1 - C_0\delta_2$ 求出被测电容。如果 $C_x > C_0\delta$ ，则把 C_x 和 $C_0\delta$ 串联后进行测量，被测电容按公式 $C_x = C_0\delta_1 C_0\delta_2 / C_0\delta_2 - C_0\delta_1$ 求出。

替代法也可用于线圈的电感和品质因数的测量。

间接测量法测量电感所用的电路如图13.18所示。根据电表的读数计算出电路(图13.18a)的阻抗 $Z_x = U_v / I_A = \sqrt{R_x^2 + \omega^2 L_x^2}$ 。由此得出被测电感为 $L_x = 1/\omega \sqrt{Z_x^2 - R_x^2}$ 。

对于图13.18b所示电路， $L_x = 1/\omega \sqrt{\frac{U^2}{I^2} - \left(\frac{p}{I^2}\right)^2} =$

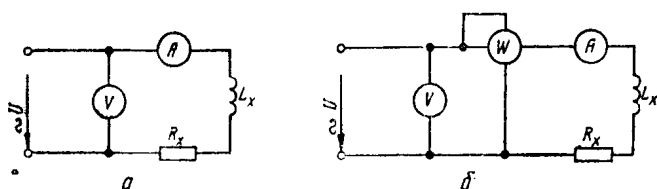


图13.18 间接测量法测量电感所用的电路

$$1/\omega I^2 \cdot \sqrt{U^2 I^2 - p^2}。$$

间接测量法测量互感所用的电路如图13.19所示。读取了电表的读数以后，利用公式求出互感为 $M_{12} = E_2/\omega I_1 \approx U_2/\omega I_1$ 。所用电压表的阻抗越高，其测量误差越小。

测量电感最常用的是交流电桥比较法(图13.20)。在13.20a所示的电路中采用了标准电感；电桥的平衡条件由等式 $(R + R_x + j\omega L_x)R_2 = (R_0\delta + j\omega L_0\delta)R_1$ 决定。由此， $R_x = (R_0\delta R_1/R_2) - R$ ； $L_x = L_0 R_1/R_2$ 。图13.20b所示电路采用了标准电容，电桥的平衡条件是： $(R_x + j\omega L_x)R_0\delta/(1 + j\omega C_0\delta)$

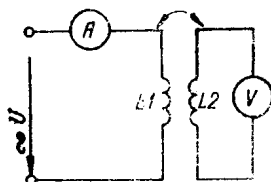


图13.19 用间接测量法测互感所用的电路

$R_0\delta) = R_1 \cdot R_2$ 。由此可得 $R_x = R_1 R_2 / R_0\delta$ ； $L_x = C_0\delta R_1 R_2$ 。电桥用可变电阻 $R_0\delta$ 和 R_2 调整平衡。当 $C_0\delta$ 和 R_1 保持固定不变时， R_2 的阻值(其滑臂的移动量)与被测电感成正比。

采用带标准电容由 $C_0\delta$ 的电桥还可以测定线圈的品质因

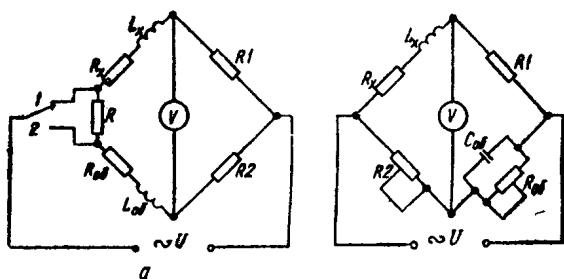


图13.20 电桥比较法较测量电感和互感的电路

数: $Q = \omega L_x / R_x = \omega C_0 R_0$ 。

用交流电桥可测定两个线圈的互感: 把两线圈顺向串联起来和逆向串联起来, 分别测得电感量为 L_C 和 L_B , 然后按公式 $M_{1,2} = (L_C - L_B) / 4$ 求出互感值。

捷克斯洛伐克的无线电爱好者推出了一种多用途的宽量程RLC测量仪,它具有多种功能。它能测量 $0.1\Omega \sim 12M\Omega$ 的电阻(分成10档: 1、2、12、120 Ω ; 1、2、12、120k Ω ; 1、2、12M Ω); 能测 $1pF \sim 120000\mu F$ 的电容(共分10档: 12、120、1200pF; 0.0120、0.12、1.2、12、120、1200、12000 μF) 和 $10\mu H \sim 1200H$ 的电感(共分8档: 120 μH ; 1.2、12、120mH; 1.2、12、120、1200H)。该仪器由两节4.5V的电池供电。

该测量仪的电路(图13.21)包括交流测量电桥、由晶体管V1构成的音频(1000Hz)振荡器和晶体管V2构成的失配信号放大器。平衡指示采用高阻(2k Ω)耳机。测量种类由4掷(位置)开关S2进行选择: I(最左边位置)是电阻测量; II、III是电容测量; 在位置III时,电容器C4接到标准电容器C3,使各档的电容测量范围扩大10倍; IV是电感测量。测量范围由开关

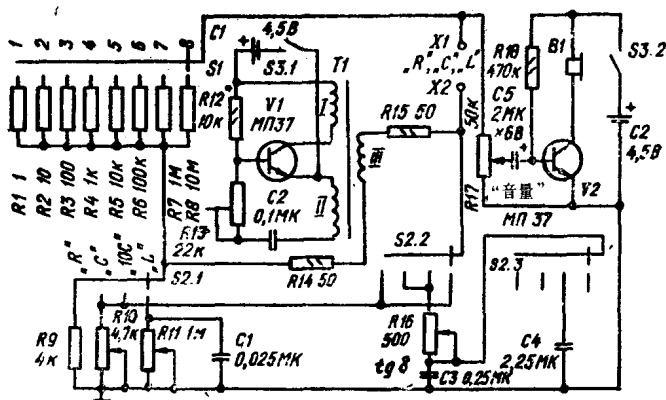


图13.21 多量程RCL测量仪电路

S1选择；电桥的平衡用可变电阻R10调整。

所用元器件：标准电阻R2—R8，额定阻值偏差不大于 $\pm 1-2\%$ ；电阻R1，其阻值在仪器调试时选配；电阻R10和R16是线绕电阻（R10最好是敞开式结构，以便能够清除电阻表面的灰尘和污垢）；电容器C1、C3、C4各由几只低损耗小容量的电容器组成。变压器T1有三个绕组：I——2000匝，II——1500匝，导线为 $\phi 0.15$ ；III——600匝，导线为 $\phi 0.2$ ；变压器铁芯由III 8×8 矽钢片组织。晶体管为kT315系列或任何一种电流静态传输系数 $h_{21s} \geq 30$ 的NPN型低频晶体管。

仪器的调试从检查振荡器的工作状态开始。先后把100 Ω 和50 Ω 的电阻与R17并联，选配电阻R12并调整R13，使振荡稳器定工作。把一只30 Ω 电阻短时间地并接在R17上时，允许有停振。

可变电阻R10的度盘在开关S2处于“R”位置、S1处于位置3的情况下进行刻度。把不同阻值（1000，200，300到1.2k Ω ）

的电阻轮流接到端子“X1”和“X2”上,每次在电桥调平衡以后,在可变电阻的度盘上作出标志。把标志之间的间隔分成10等份。

把开关置于位置1(测量范围0.1—1.2Ω),把可变电阻R10的滑臂调到相应于标志10的位置并把1Ω的标准电阻接到端子“X1”和“X2”上,然后选配R1置到电桥重新平衡。使S1处于位置4、S2处于位置“C”,把1μF的标准电容器接到端子“X1”和“X2”选配电容器C3和调整可变电阻R16,使电桥平衡(按耳机中的声音最小点)。然后把S1置于位置3,选配电容器C4。

在电感测量状态,电桥可以不校正,只要在已校正好的电桥上选配电容器C1就可以了。在这种状态下调整可变电阻R10和R11,使电桥精确平衡。

测量电容时必须从已测得的电容值中减去仪器本身的电容,其值可在端子“X1”、“X2”空着和开关S1处于位置8、S2处于位置“C”的情况下测定。

13.6 电路特性的测量

振荡回路的主要参数是谐振频率和品质因数。这两个参数决定着回路的通频带,而它们又由电感、电容量和回路的损耗所决定。

在谐振回路中,电容器对于交流电流呈现一定的电抗

$$X_C = 1/\omega C = 1/2\pi fC$$

式中 C——电容, F; f——频率, Hz; ω ——角频率。

在谐振频率 ω_0 上 $|X_L| = |X_C|$ 。该频率可近似地从等式 $\omega_0 L = 1/\omega_0 C$ 求得,即 $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$,或 $f_0 = 1/2\pi\sqrt{LC}$ 。这里

f_0 即是回路的谐振频率。但是，实际的回路还有电阻损耗，因而存在着电源能量的不可逆吸收。损耗是由线圈的导线电阻和导线中的涡流引起的。此外线圈骨架中也产生损耗。与电抗 X_L 相比，电阻 R_L 超大，线圈的品质因数越差： $Q = X_L/R = \omega_0 L/R = 2\pi f_0 L/R$ 。

当电容器、电感和电阻串联时(串联回路)，在谐振频率上电感、电容器上的电压是加给回路的电压的 Q 倍。基于这一点，回路的品质因数可以这样来测定：在谐振频率上测出电感或电容器上的电压，然后除以外加的电压。

在电容器和电感并联构成并联回路的情况下，在谐振频率 ω_0 上该回路的等效电阻为 $R_g = (\omega_0 L)^2/R$ 。损耗电阻主要取决于电感线圈的电阻。在并联回路的等效电路中，损耗电阻表示成与电感 L 串联的电阻。并联回路的品质因数 $Q = R_g/\omega_0 L$ 表示在谐振频率上，回路的等殊电阻是感抗(或容抗)的多少倍(按模量计算)。

回路的通频带也与品质因数有关，并用公式 $2\Delta f = f_0/Q$ 来计算。频带 Δf 表征相对于谐振频率 f_0 的这样一个频率增量，即，在此增量下电抗元件上的电压下降到最大值的 0.7 倍电平。

串联回路，它在谐振频率上的电阻最小，因此可以用作一种频率滤波器，该滤波器只允许其频率处于通频带内的振荡通过。为了得到相反的作用效果，可以采用并联振荡回路。

单回路主要参数的测量就是基于上述这些定义的。在测量无线电电路的特性时，人们最感兴趣的是振幅-频率特性 (АЧХ) 和相位-频率特性 (ФЧХ)。测量 АЧХ 时，送到无线电电路输入端的，是来自信号发生器的幅度恒定的正弦波电压。АЧХ 表征输出电压的变化与发生器信号频率的关系；ФЧХ 表

征输出和输入信号相位差的变化与发生器信号频率的关系。采用 X_{1-7} 、 X_{1-19} 、 X_{1-30} 等频率特性测试仪能够很简便地实现 $\Delta\varphi_X$ 的测量。

13.7 半导体器件参数的测量

在无线电设备的调试中，通常从表征晶体管特性的许多参数中选择两个主要参数进行测量就足以说明其性能，这两个参数就是集电极反向电流 I_{KB0} 和电流静态传输系数 h_{213} 。可利用 $\Pi 2-20$ 、 $\Pi 2-22$ 等型号的工业仪表或 $\Pi 4341$ 、 $T\Pi-4M$ 等型号的万用表来测量上述参数。

测量集电极反向电流 I_{KB0} 可采用图 13.22 所示电路。一些晶体管的较好样品，其反向集电极电流只有几微安。因此，作为测量仪最好采用满偏转电流不大于 $50\mu A$ 的微安表。测量 NPN 型晶体管的 I_{KB0} 时，必须把电池和仪表的极性反过来。

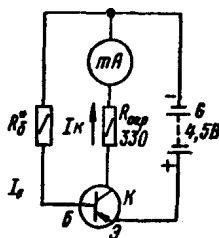
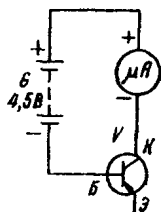


图13.22 集电极反向电流测试电路

图13.23 电流传输系数 h_{213} 测试电路

图 13.23 是测定电流传输系数 $h_{213} \approx I_K / I_B$ 所用的简单电路。基极电流可用仪表测量，也可根据欧姆定律求出： $I_B = U_B / R_B$ 。电流传输系数的精确表达式由下式导出： $h_{213} = (I_K - h_{213} I_{KB0}) / I_B$ 。

在计算放大器的工作状态和评价晶体管的放大特性时，经常采用的不是静态电流传输系数，而是小信号状态下的晶体管电流传输系数，它是在集电极-发射极之间的电压恒定不变的条件下，相对于某调定的直流工作状态，集电极电流增量与基极电流增量之比： $h_{21} = \Delta I_K / \Delta I_E$ 。

制造各种无线电设备时，必须要知道晶体二极管和稳压管的特性。图13.24给出了用于检查半导体器件和稳压管的附加装置的电路。晶体管V1和稳压管V2、V3构成电源电压稳压

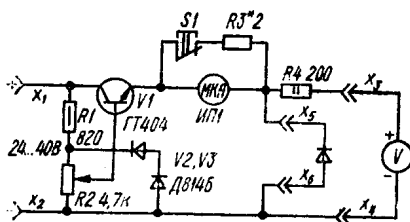


图13.24 检测二极管和稳压管用的电路

器。在最大电流小于20mA的条件下，输出电压可在0—20V范围内调整。插孔X1、X2用于连接外部电源；插孔X5、X6连接被测二极管或稳压管；X3、X4接直流电压表。在按钮S1处于常闭状态下，指针电表的测量上限通过接分流电阻R3来保证。按下按钮S1，旁路电阻R3断开，这时仪表转入测量半导体二极管反向电流状态。稳压器的电压可用电阻R2连续调整。用R2把输出电压调到最小值，然后增大，使稳压管的电流达到要求的额定值。稳压后的电压值由电压表测定。按下按钮S1后测量反向电流。

所用元器件：微安表满偏转电流100μA，线圈电阻1kΩ；稳压管V2、V3，稳定电压之和不小于20V的任何一种型号均

可用；分流电阻 R_3 ，其阻值相应选择，以使微安表满偏转时的电流为50mA；晶体管 V_1 ， β_{CT} 不小于30的任何型号的均可，例如П213—П217。

对谐管和硅管进行的研究表明，在550Hz频率上测得的噪声电流与放大系数及其稳定性很有关系，即器件的噪声参数与器件的质量有直接关系。小功率晶体管的噪声电流有效值采用共发射极电路来测量，这时的工作状态是：发射极电流1mA，集电极电压 $U_K=3V$ ，输入端交流短路。实验证明，若把那些在1Hz频带内其有效噪声电流有效值 $\sqrt{i^2_{ш}} \geq 210^{-10} A/\sqrt{Hz}$ 的晶体管淘汰，则可把实际上所有潜在不稳定的器件筛掉(可能大约15%。潜在稳定的也被筛掉了)。

噪声更大的晶体管，其击穿电压参数也最不好。测量晶体管噪声电平所用的设备，其方框图如图13.25所示。被测晶体管 V_1 接成共发射极放大级电路，输入电路用一只几百 μF 的电容器把交流短路。噪声电压从集电极负载上取出，送到低噪声前置放大器2的输入，经放大后送到选择性微伏表3的

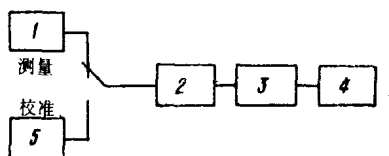


图13.25 测量晶体管噪声参数的设备的方框图

- 1.被测晶体管；2.低噪声放大器；3.选择性微伏表；4.示波器；5.信号发生器

输入，根据其度盘上的读数得到噪声电平。观测“噪声条带”用示波器4。通常人们把噪声电压有效值折算到基极，然后归一化，折算值用公式 $U_{ш.Б} = U_{ш.НЗМ} / K$ 计算，式中 $U_{ш.НЗМ}$

——噪声电压测量值； K ——借助信号发生器 5 测得的噪声测量设备的电压放大系数，它等于前置放大器的放大系数和由被测晶体管构成的放大级的放大系数的乘积。

1Hz型带内的噪声有效值等于测得的 $U_{ш.Б}$ 值除以 $\sqrt{\Delta f}$ ，这里 Δf 为选择性放大器的通频带。为了测定有效通频带，必须先测出选择性放大器的频率特性，求出取其平方后围成的图形面积，然后把求得的值除以谐振频率上的频率特性值的平方。

13.8 无线电设备调整和调谐时的测量

13.8.1 音频放大器参数的测量(图13.26、图13.27)

音频放大器的主要参数有：输出功率，频率特性和振幅特性，灵敏度，噪声电平和谐波失真。

测量放大器主要参数用的设备其组成框图如图13.26所示。放大器的灵敏度，即保证额定输出功率的最小输入信号电压，在1000Hz频率上测定。把输入信号调到最小，然后逐

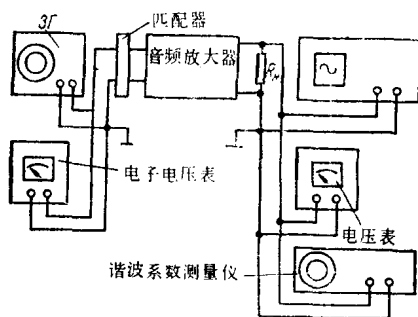


图13.26 测量放大器参数用的设备组成框图

渐增大,并用谐波失真仪或示波器观测谐波失真系数的变化。当该失真系数达到规定值或明显看出信号失真时,测量放大器的输入、输出电压。该电压用有效值(U_{eff})电压表进行测量,或用示波器测量其幅度 U_a 。然后按公式 $P_H = U_{\text{eff}}^2 / R_H = U_a^2 / 2R_H$ 求出负载上的额定输出功率,这时的输入信号电压值即为该放大器在额定输出功率下的灵敏度。谐波系数达到10%时测得的输出功率为放大器的最大输出功率。测定放大器的频率特性时,输入信号电压电平选为 $0.5U_{\text{eff}}$ 。放大器的振幅特性在1000Hz频率上测量,其输入电压先取 $U_{\text{eff}} = 1.5U_{\text{eff}}$ 测出输出电压,然后逐步减小输入电压,直到放大器的输出电平接近于噪声电平的1.5倍为止。根据输入电压和测得的相应输出电压值绘出放大器的振幅特性曲线,如图13.27所示。

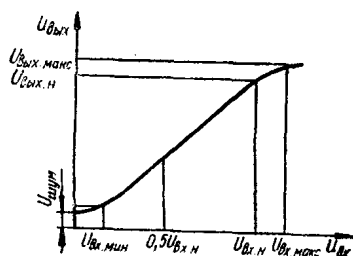


图13.27 放大器的振幅特性曲线

放大器固有噪声电平的测量归结为测量放大器输出端上的噪声电压 U_m 与有用信号额定电压之比,并以分贝为单位表可为: $N_m = 20 \lg U_m / U_H$ 。噪声电平的测量采用具有均方特性检波器的毫伏表。测量时放大器的输入端旁接一个电阻,

其阻值等于测量额定输出电压时所用的信号发生器的输出电阻。

13.8.2 非线性失真的测量(图13.28、图13.29)

传输通道中的失真表现为输出信号波形相对于输入正弦波形的畸变。严格地说,晶体管、变压器以及其它无线电器件,都不是线性的。正弦波信号通过传输通道以后,在其输出端除了基波以外,还会出现附加的谐波分量,它们的频率是输入信号频率的整数倍。所产生的这种信号失真称为非线性失真。非线性失真值由非线性失真系数 $K_{H.H} = \sqrt{U_2^2 + U_3^2 + \dots + U_n^2} / \sqrt{U_1^2 + U_2^2 + \dots + U_n^2}$, 或谐波系数 $K_r = \sqrt{U_2^2 + U_3^2 + \dots + U_n^2} / U_1$ 来表征,式中 U_1 、 U_2 、 U_3 、 \dots 、 U_n 为输出信号谐波的有效值。如果使各次谐波(基波除外)的有效值之和与输出信号的有效值(而不是与基波)进行比较,则测量仪表并不复杂。当非线性失真小时, $K_{H.H}$ 和 K_r 差别不大这可由关系式 $K_r = K_{H.H} / \sqrt{1 - K_{H.H}^2}$ 得出这一结论。

图13.28给出的是非线性测量仪的电路图。其中采用了与频率相关的移相器 $V1-V4$ 、 $C2-C9$ 、 $R7$ 、 $R11$ 、 $R12$ 。测量时,用该移相器在被测频率上把基波信号移相 180° 。移相的粗调用开关 $S2$ 切换电容器 $C2-C9$ 来实现,微调用电位器 $R12$ 。被测信号的高次谐波分量在移相器输出端上的相移不是 180° 。信号从移相器输出端经过相加电阻 $R13$ 、 $R16$ 、 $R17$ 送到放大器 $V5$, 然后送到高通有源滤波器($V6$ 、 $C13$ 、 $C14$ 、 $C15$ 、 $R22$ 、 $R23$)。用电位器 $R1$ 和 $R16$ 可以均衡送到放大器 $V5$ 输入端的基波分量的幅度,使两个基波分量互相抵消,于是当按钮 $S1$ 闭合时,在 $V6$ 的输出端只有输入信号的各高次谐波分量。借助高通滤波器抑制掉 50Hz 和 100Hz 的感应电压。当按钮 $S1$ 的接点断开时, $V6$ 输出端上将是被测信号 U 。谐波系数可大致由关系式

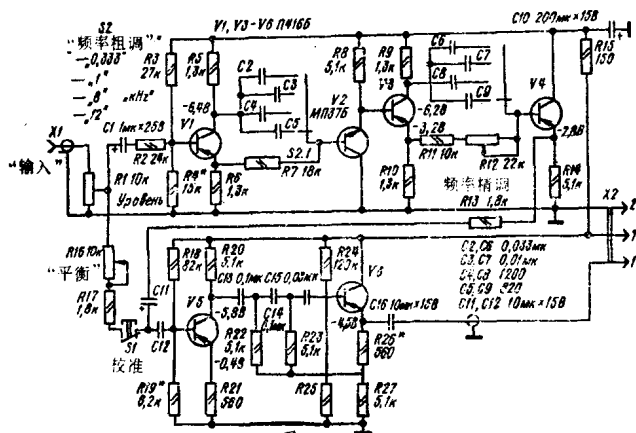


图13.28 非线性失真测量仪电路

$K_F \approx U_F/U$ 求得。

该失真仪可在0.33、1、8和12kHz频率上测量音频放大器的谐波系数。在放大器输出电压为2V(有效值)和情况下,它可测量0.15%以下的谐波系数,测量精度大约为0.07%。仪器的输入阻抗约为5kΩ,传输系数 $K \approx 2$ 。所测试的信号加到电平调节器R1上,从其滑臂再送到移相器,并经过按钮S1的接点送到放大器V5。放大器的传输系数要适当进行选择,以便补偿移相器中的损耗。该测量仪由8V电源经由插头X2的接点2和7供电。交流毫伏表接到X2的接点上。

所用元器件: 高频晶体管, 任何 $h_{21\beta} \geq 60$ 的相应结构的均可。

仪器的调试主要是先检查晶体管的直流工作状态, 然后用音频信号发生器和毫伏表测量有源移相器的幅频特性, 并选配电阻R26, 使其传输系数在250—300Hz上大致等于1。

在测量过程中，送到仪器输入端的被测信号，其频率相应于由开关 S_2 选定的测量频率。借助可变电阻 R_1 和毫伏表量程开关，逐渐增大仪器的灵敏度，接着调节可变电阻 R_{12} 和 R_{16} ，使电表读数达到最小。然后按下 S_1 ，在其接点断开的情况下校正电表。调整 R_1 ，使仪器输出的电压接近2V。放开按钮，在毫伏表度盘上读取谐波电压值。测量时还必须考虑谐波系数 K_{r3r} ，其值用同样方法预先测定好。

谐波系数的有效值可按公式 $K_{r.n} \approx \sqrt{K_r^2 - K_{r3r}^2}$ 来估算。

检波器电路特性的测量 检波器的主要特性是其电压传输系数和谐波失真度。在超外差接收机中，检波级的传输系数为0.6—0.8。

为了检测检波器的特性，在其输入端送入已调制的中频信号，其幅度大约为0.5—1V，制刻度30%。检波器输出端接一个音频放大器(图13.29)。

在检波器完好的情况下，扬声器中将听到信号处发生器调制频率的纯音，而放大器输出端的功率接近于额定功率。

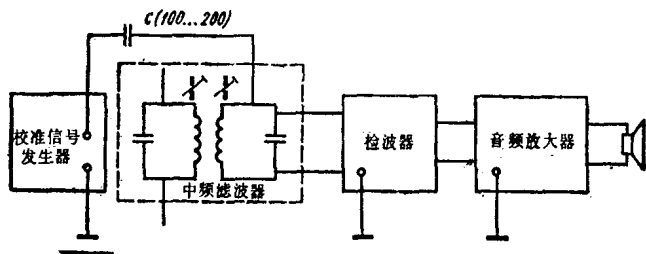


图13.29 检波器检测仪表的连接图

13.8.3 调幅信号中频通道的调谐

接收机的灵敏度、对相邻波道的选择性以及无线电广播的重现质量等都与中频放大器的正确调谐有关。用可视的方法来调谐接收机中频放大器时，把示波器或电压表接到接收机的输出端进行观测。调整时先断开自动增益调整电路，然后把标准信号发生器经过隔直流电容器接到变频级的输入，调制度调定到大约30%。连续地调节中频滤波器线圈的磁芯，直到音频放大器输出的电压达到最大值。各回路失谐严重时，回路的调谐要从末级开始往前逐级进行。如果接收机采用了压电陶瓷滤波器，则除了对中频放大器第一级调谐外，还要把压电陶瓷滤波器和晶体管集电极电路之间的匹配回路调谐。

接收机通频带的测定方法是，把信号发生器的频率相对于中频频率的中心值向增大和减小方向调偏，使接收机的输出电压下降30%，信号发生器两次偏调频率之差即是通频带，通常以千赫计。

13.8.4 窄带射频放大器特性测量（图13.30、图13.31、图13.32）

频率可重调的调谐式无线电接收机，其射频放大器要调谐到所接收信号的频率上。其通频带通常比中频放大器的通频带要宽。射频放大器在不同频率上重新调谐，会使放大器在波段的各不同频率上的选择性不一样。这是由于振荡回路的品质因数与调谐频率有关所致。射频放大器的调谐从波段的低端开始，用改变回路电感的方法，然后转到频段的高端，用改变回路电容的方法来实现。上述调谐步骤要反复进行几次，以便达到回路能够覆盖接收机度盘上相应的频段。

为了把天线的电抗和电阻的影响考虑进去，在对回路调谐时，在标准信号发生器和接收机之内要接入天线的等效电

路。在长波、中波和短波(10米以下)波段,外部天线的等效电路如图13.30所示。

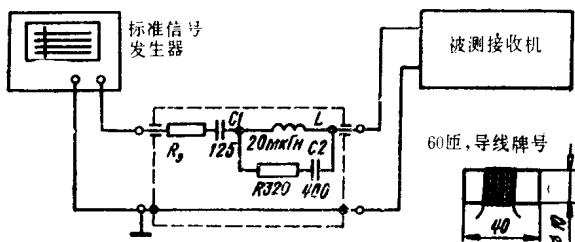


图13.30 天线等效电路与接收机的连接图

无线电接收机的各种不同类型天线的等效电路分别示于图13.31。

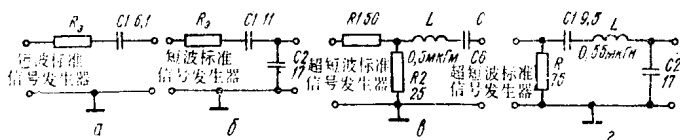


图13.31 各种不同类型天线的等效电路

a ——便携式接收机鞭状天线的； b ——小汽车接收机天线的； θ 、 z ——超短波段天线的。

对具有机内磁性天线的接收机进行调谐时，标准信号发生器的输出端接一个由直径4—5mm的铜导线制成的环，环的平面距离天线磁棒中心1m(见图13.32)。这时接收机磁性天线周围的场强 E 将为： $E = U_{RCC} / 10 \mu V/m$ ，式中 U_{RCC} ——标准信号发生器的输出电压。在超短波波段，当采用偶极子天线时，在标准信号发生器和接收机的天线输入端之间接一个

50Ω的电阻。

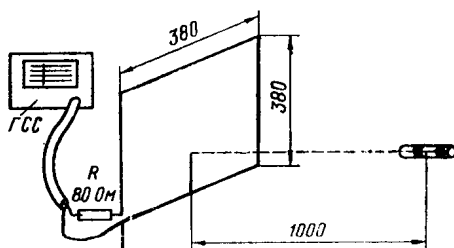


图13.32 带磁性天线的接收机调试时标准信号发生器的连接图

测量接收机的接收频率范围采用以下方法：把标准信号发生器经过等效天线接到接收机的输入端，调节发生器的频率，根据其调谐度盘读取频率范围。接收机的灵敏度要在本频段的几个频率点上进行测试。首先用400Hz的信号对标准信号发生器的高频振荡进行调幅，调制深度为30%，然后把已调制的高频信号调到适当的电平，以便在音量最大的情况下，接收机输出端上的输出功率为50mW或5mW（5mW对于输出功率150mW以下的接收机），这时标准信号发生器输出的电压，以微伏计即是接收机的灵敏度指标。通常，由于噪声电压的影响，实际灵敏度都低于绝对灵敏度。

13.8.5 无线电接收机选择性的测量

相邻波道上的选择性定义为接收机失谐±9kHz时其灵敏度的衰减量。测量时把信号发生器的输出信号电压调到相应于接收机灵敏度的电平，并在频段的中心频率的左右改变信号发生器的频率，使其偏离谐振点+9kHz和-9kHz，同时增大信号电压，直到接收机的输出电压达到额定值（一般为 $P_{out} = 50\text{mW}$ ），求出失谐±9kHz时发生器信号的电压与接

收音机调谐时发生器信号电压之比，即得相邻波道上的选择性指标。接收机在镜象波道上的选择性，其测试方法是：把标准信号发生器的信号频率调到相应于接收机的调谐频率上，测出音频放大器的输出电压，然后，保持标准信号发生器的输出电压不变而调整其频率，使其相对于调谐频率的偏离等于2倍中频频率，测出这时音频放大器的输出电压。求出音频放大器两次输出电压之比，即为镜象波道上的选择性。

13.8.6 中频信号的衰减(图13.33)

在接收机调谐到最接近于中频频率上(例如在长波的高端频率410kHz和中波的低端520kHz频率上)时测定。首先把接收机准确地调谐到信号频率上，并测出接收机的灵敏度，然后把信号发生器的频率调到中频，增大信号电压，使接收机的输出电压等于前一次输出的电压值；中频信号电压与接收频率信号电压之比，以分贝计就是中频信号的衰减量。

为了检查自动增益调整电路的工作是否正常，需要测定接收机输入端的信号电平变化时，输出端信号电压的变化程度。在中波波段，通常借助调幅信号进行这项测量，这时调制频率取1000Hz，调制深度30%。

接收机的背景噪声，在对其进行测量时，要把音频放大器的输入端短路，把音量调节器调到音量最大位置。测得的背景噪声电压与相应于额定输出功率的输出电压之比，即为接收机背景噪声电平指标： $K_\phi = U_\phi / U_{HOM}$ ，式中 K_ϕ ——背景噪声系数； U_ϕ ——剩余背景噪声电压，V； U_{HOM} ——相应于额定功率的输出电压，V。

调试无线电广播超外差接收机的中频和音频通道所用的测试仪，它包括(两个)固定频率(中频465kHz，音频1000Hz)的振荡器、调制器、射极跟随器和衰减器(图13.33)。调制

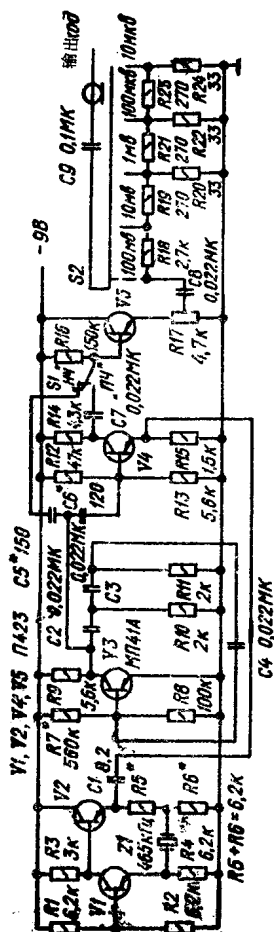


图13.33 调试无线电接收机用的测试仪电路

深度30%，输出信号幅度在 $1\mu\text{V}$ — 100mV 之间可调。电源电压9V，消耗电流10mA。

晶体管V1、V2按串联谐振电路构成中频振荡器，并由石英晶体稳频。晶体管V3按带RC移相网络的每级反馈放大器电路构成1000Hz音频振荡器，移相网络共有三节，由电容器C2—C4、电阻R10、R11和晶体管V3的输入电阻构成。移相网络保证在1000Hz频率上实现相位平衡(移相 180°)。

晶体管V4组成调制器，中频信号加在其发射极电路，音频信号加在基极电路；输出信号电平可用可变电阻R17连续调整，粗调用开关S2。

所用元器件：为高频晶体管，型号П423或П401—П403、П416、П422，其静态电流放大系数不小于50；二极管，型号Д223、Д219А、Д220、Д220Б，带任何字母标志的均可用；开关S2，绝缘片型；电源变压器，其初级绕组2200匝，次级绕组170匝，导线直径 $\phi 0.12$ ，绕在III12×14型铁芯上。

中频振荡器的调整主要是选配电阻R5、R6，使振荡器稳定自激振荡，而其输出的波形接近于正弦波。音频振荡的波形接近于正弦波靠选配电阻R7的阻值来保证。把开关S1置于“中频”位置，选配电容器C1的电容，把晶体管V4发射极上的中频信号电压调到100mV。调制深度通过选配电容器C6的电容来满足要求。然后把开关S1置于“低频”位置，选配电容器C5的电容，把晶体管V5发射极上的音频电压调到100mV。最后借助示波器或高频电压表对可变电阻R17的度盘进行刻度。

13.8.7 振荡频率不稳定度的测量(图13.34)

音频频率的不稳定度由频率的当前值 f 和其平均值 f_0 之差 Δf 来量度。直接测量频率差 Δf 的真实值会产生很大误差，

因为这时不得不在相对说来频率很高的情况下，测量很小的频率偏差。

零拍测量法的测量精度要高得多，其基本原理是把被测频率与稳定度很高的标准振荡频率进行比较，以此来测定它的不稳定度。图13.34所示是采用这种方法测量振荡器 $\Gamma 1$ 的频率绝对不稳定度 Δf 所用设备的框图。

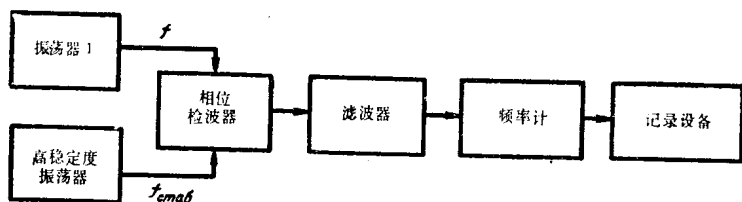


图13.34 测量频率不稳定度所用设备的框图

被测振荡频率和高稳定度信号发生器振荡频率的比较借助相位检波器(ΦD)，在该检波器的输出端产生差频 $\Delta f = f_0 - f_{标准}$ 的信号。用频率计测定 Δf 的值，测量结果由记录装置记录。

13.9 非正弦波电流的测量

在非正弦波交流电路中，常常需要测量非正弦波电流或电压的有效值，它们的平均值和幅值。工业仪表，无论它是哪种制式的，通常都按正弦波电流或电压的有效值刻度。但不同制式的仪表对非正弦波电流的反应不同，即其旋转力矩与电流或电压波形的关系不同。这是测量非正弦波电流时产生误差的主要原因。电动式电流(电压)表的读数反应被测非正弦波电流(电压)的有效值。

和电动式电表一样，电磁式电流(电压)表也是测量非正弦波电流(电压)的有效值，而与谐波的起始相位无关。但是这类电表的频率范围受到限制。当今0.5级的电磁式电表测量交流电流和测量直流电流(电压)时，其读数之间的差异非常小。

整流或检波式磁电式电表由整流器和磁电系统组成，整流器接入被测的交流电路中进行整流，而磁电系统测量整流后的电流，从电表的度盘上读取测出的电流值。这类电表的度盘通常按正弦波电流(电压)的有效值刻度。该类电表指针的偏转角与整流电流半周期的平均值成正比。在非正弦波的

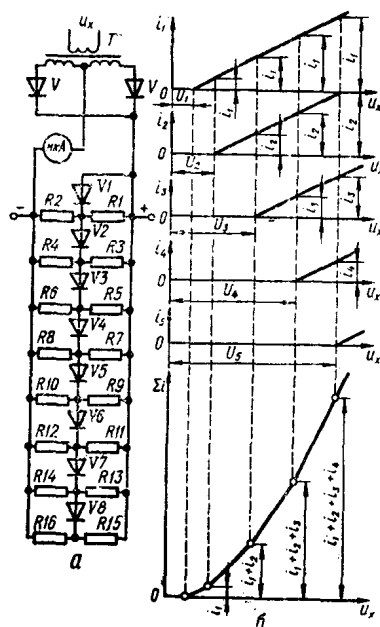


图13.35 具有均方特性的电压表电路(a)；整流式电压表半抛物线特性的形成过程(b)

情况下, 该类电表测出的是周期性非正弦波电流各次谐波分量的平均值(按模量)之和, 而且其读数与各个谐波相对于基波的相位有关, 即与电流(电压)的波形有关。

具有均方特性的电压表其原理图如图13.35a所示, 它包括由变压器 T 和二极管 V 组成的全波整流电路及具有抛物线形状-安特性的二极管链路。模拟形成半抛物线特性的过程如图13.35b所示。

该类整流式电表的读数与所测周期性电流(电压)瞬时值幅度的平方的平均值成正比, 与所测电流(电压)的波形无关, 而仪表的度盘可按电流或电压的均方值刻度。B3-20型电压采用的就是上述原理, 它能在50Hz至300kHz频率范围内测量2mV至300V电压的均方值。

测量复杂波形交流电压的振幅采用峰值电压表, 其原理如图13.36所示。它的输入串联一只电容器 C , 并联一只二极管 V 和一只负载电阻 R 。电阻 R 和电容器 C 决定着时间常数, 适当选配 R 和 C 的参数, 使时间常数 RC 远大于所测电压的周期。峰值电压表的平均转动力矩与周期性电压正半周的最大幅度成正比, 而电压的直流分量不起作用。测量脉冲电压不可避免地要产生误差, 并且随着空度比 $Q=T/t_H$ 的增大而增大, 式中 T ——脉冲电压的周期, t_H ——脉冲宽度。因此, 测量时需要引入修正量 $\Delta U_m \approx Qr/R$, 式中 R ——负载

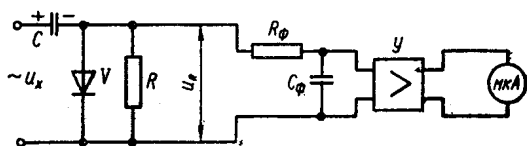


图13.36 交流峰值电压表电路

电阻， r ——相应于所测电压正半周的电路电阻，它取决于被测电路的电阻和二极管的正向电阻。

R_ϕ 、 C_ϕ 构成的滤波器抑制峰值电压表输出上的电压纹波。 $R_\phi C_\phi$ 的时间常数应远大于 RC 。放大器 Y 用于低阻指示器和高阻输出滤波器的配接。

13.10 测量仪表

图13.39给出了一种万用表的附件电路，它能把万用表的输入电阻提高到 $10\text{M}\Omega$ ，采用满偏转电流 0.3mA 的毫安表时，电压量程为 1.5 、 6 、 15 、 60V 。该附件之所以有这样高的输入电阻，是因为采用了由场效应晶体管构成的源极跟随器。量程的选择借助开关 $S1$ 通过切换分压器 $R1-R5$ 的电阻来实现。被测电压加到插孔 $X1$ 和 $X2$ 。滤波器 $R6C1$ 的用途是消除交流电压的感应对附件高阻输入的影响。附件由 4.5V 的直流电源供电。

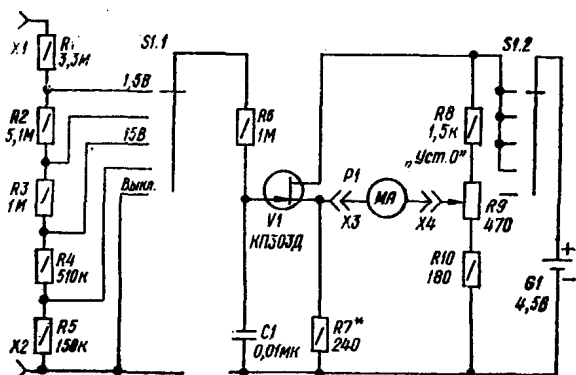


图13.37 万用表附件电路

该附件的调试主要是选配电阻 $R7$ ，具体方法是：在端子 $X3$ 、 $X4$ 上接一只最大偏转电流为 0.3mA 的毫安表或置于测量电流状态的万用表。把开关 $S1$ 置于 1.5V 位置，用电位器 $R9$ 把毫安表的指针调到零刻度位置。然后把 1.5V 的电压电源接到端子 $X1$ 和 $X2$ ，选配 $R7$ ，使电表指针偏转到度盘的最后一个刻度。接着检查电表其它档的读数。附件应该由稳压电源供电。

图13.38是毫安-伏-欧姆($\text{mA-V-}\Omega$)表的简化电路图，测量范围：直流电流 100mA ；直流电压 30V ；电阻 $50\text{--}50\text{k}\Omega$ 。测量时根据测量的类别和范围把表笔的接线插塞插到 $X1\text{--}X10$ 中的相应插孔。仪表的电压表部分由毫安表 $P1$ 和附加电阻 $R1^*\text{--}R4^*$ 组成。欧姆表(只有一档)由电流表、 1.5V 电源

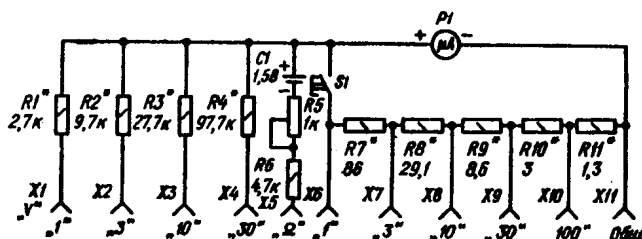


图13.38 $\text{mA-V-}\Omega$ 表电路

$G1$ 和附加电阻 $R5$ 、 $R6$ 组成。校正欧姆表的步骤是，先把插孔“ Ω ”和“ $X11$ ”短路，然后调整 $R5$ ，使电表指针指到度盘最后一个刻度(0Ω)。电流表部分包括电表 $P1$ 和一个 4 档的通用分流器，后者由开关 $S1$ 控制接到电表上。电压表和电流表的校正方法是：在相应各档最大电压和最大电流的条件下，

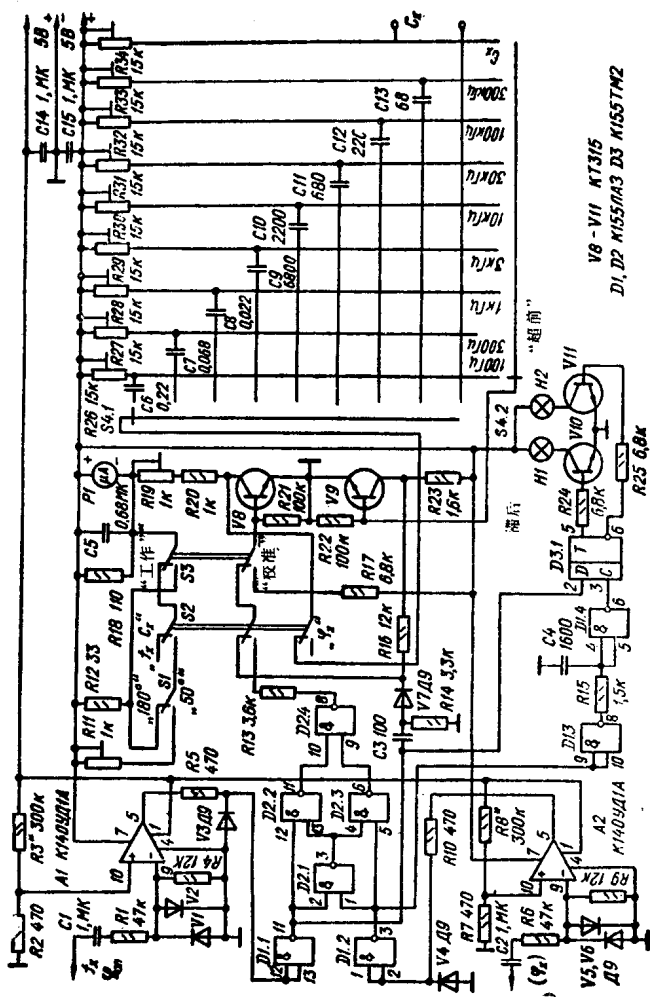


图13.39 电容器的电容、被测信号频率及相位差综合测量仪电路

精确选配附加电阻 R^*1-R^*4 和通用分流器 R^*7-R^*11 各电阻的阻值。欧姆表的度盘按照标准电阻来标度。

综合测量仪可以测量电容器的电容和被测信号的频率及相位。它的测量范围是：频率 300kHz (各档上限为 100、300Hz；1、3、10、30、100、300kHz)，输入信号幅度为 20mV 50V 的情况下，测量误差为 3%；两个信号的相对相移—— $\pm 50^\circ$ ， $\pm 180^\circ$ (输入信号最小幅度 0.5V)，误差——频率 5kHz 以下为 3° ，5—10kHz 以下 4° ，10—20kHz 为 5° ；电容器电容——当外部信号发生器频率为 20Hz 时为 $1\mu\text{F}$ ，200Hz 时为 $0.1\mu\text{F}$ ，误差 3%。仪器的输入电阻 47k Ω 。该综合测量仪的原理如图 13.39 所示。运算放大器 $A1$ 、 $A2$ 组成放大-限幅器，把任意形状的输入信号整形，从而产生与逻辑集成电路电平相配的矩形脉冲序列。倒相器 $D1.1$ 和 $D1.2$ 是缓冲级，用来改善信号的波形。信号从这里经过微分网络 $C3R14$ 送到由晶体管 $V8$ 和 $V9$ 组成的它激多谐振荡器，该振荡器控制着标准电容器的充电和放电。流过电容器的平均电流与被测频率成正比，并由微安表 $P1$ 进行测量。

频率的量程，当开关 $S3$ 处于“工作”位置、 $S2$ 处于 f_x 、 C_x 位置时，由开关 $S4$ 选择。

在相位计工作状态，开关 $S1$ 处于预计的相移量位置 (180° 或 50°)、开关 $S2$ 处于 \varnothing 位置、 $S3$ 处于“工作”位置。在这种状态下，信号从倒相器 $D1.1$ 和 $D1.2$ 送到“异或”电路 $D2$ ，在其输出端得到两个信号的相位差。从电路 $D2.4$ 输出的信号送到晶体管开关 $V8$ ，该晶体管的集电极电路中接有微安表 $P1$ 。流过微安表的平均电流与脉冲的空度比成比例，该空度比代表着两个振荡信号的相位差。在电流表上接上相应的分流电阻可以改变相位计的量程。相位差的符号由接在晶体管

V10和V11集电极电路中的指示灯显示，V10和V11的基极与触发器D3.1的输出端相连，而D3.1的输入端(C和D)相应送入基准信号和被测信号。

所用元器件：电容器和电阻其型号任选(在主导电路中应该采用温度系数小的电容器)；微安表P1，型号M24，灵敏度 $100\mu\text{A}$ ；灯泡H1、H2，电压6V，消耗电流20—60mA，型号任选。

该测量仪的调试：首先把开关S3置于“校正”位置，调节电位器R19，使微安表指针偏转到 180° 的刻度位置上。然后在输入端 $\varphi_{\text{он}}$ 、 f_x 和 φ_x 加入频率1kHz、幅度不大于0.5V的正弦信号，选配电阻R3和R8的阻值，使D1.1和D1.2输入端上的矩形脉冲的空度比为2。接着把信号发生器的输出电平增加到2V后加到移相网络的输入端(见图13.40)，测量仪的输入端 $\varphi_{\text{он}}$ 也接到该网络上，而网络的输出接到测量仪的输入 φ_x 。把开关S1置于 180° 位置、S2置于 φ_x 位置、S3置于“工作”位置。改变信号发生器的频率，在相位计上读到 50° 读数。把S1置于 50° 位置，调节电位器R11，使读数为 50° 。然后校正频率计和电容测量仪：把开关S2置于 f_x 、 C_x 位置，由信号发生器送入相应频率的信号，微调可变电阻R26—R34以进行校正。

用示波器可以快速估测LC回路品质因数、通频带和谐振电阻。为此，经过一只容量不大的附加电容器C1把示波器的水平扫描回程脉冲电压加到被测回路上，回路的输出电压加到示波器的垂直扫描放大器。水平扫描回程脉冲在被测LC回路中激励产生周期性的衰减正弦振荡(图13.41)。根据示波器显示的波形，确定该衰减振荡的幅度下降到起始值的 $1/2$ 时所经历的周期数目N。如果示波器垂直扫描放大器

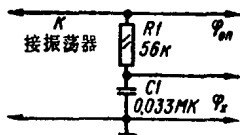


图13.40 移相网络

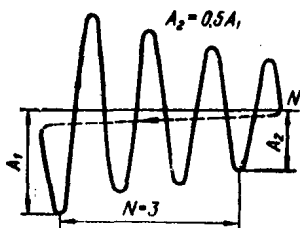


图13.41 回路输出端上的振荡波形

的旁路作用可以忽略不计，则可按公式 $Q = N/0.22$ 求出回路的品质因数。当回路的品质因数很高时，比较方便的是确定该周期性衰减的正弦波电压幅度下降到起始值的0.25倍时所经历的周期数 M 。这时，回路的品质因数 Q 按公式 $Q = M/0.071$ 计算。

如果回路的谐振频率 f_0 已知，则其通频带 $\Delta f = f_0 \cdot 0.22/N = f_0 \cdot 0.071/M$ 。

如果回路的电感 L 或电容 C 已知，则其谐振电阻可按公式 $R = \omega L N/0.22 = N/0.22 \omega C = \omega L M/0.071 = M/0.071 \omega C$ 。

测出被观测的振荡的周期 T 以后，可以求出回路的谐振频率 $f_0 = 1/T$ 。回路的通频带和谐振电阻也可按公式 $\Delta f = f_0/Q$ 和 $R = 2\pi f_0 L/Q$ 求出。

用示波器进行上述测量的条件是，垂直扫描放大器的输入电阻 $R_{ic} \gg R$ 、附加电容 $C1 \ll C$ 。

附 录

附表1 SI基础单位

量	单 位 称 名	单位符号	定 义
基 本 单 位			
长 度	米	m	米等于氪-86 原子的 $2P_{10}$ 和 $5d_5$ 能级之间的跃迁所对应的辐射在真空中的1650763.73个波长的长度。
质 量	千 克	kg	千克等于国际千克原器的质量。
时 间	秒	s	秒等于铯-133原子基态的两个超精细能级之间的跃迁所对应的辐射的9192631770个周期持续时间。
电 流	安[培]	A	若一个恒定电流, 当其流经两根在真空中相距 1 米的无限长、而截面可忽略不计的平行圆导线时, 在两导线间每米长度上产生 2×10^{-7} 牛顿的力, 则该此恒定电流等于 1 安培。
热力学温度	开[尔文]	K	1 开尔文等于水三相点热力学温度的 $1/273.16$
发 光 强 度	坎[德拉]	cd	一个全辐射体, 当其温度等 101325Pa 气压下铂的硬化温度时, 其 $1/600\,000\text{m}^2$ 的面积在垂直方向上的发光强度等于 1 坎德拉。 ¹⁾
物 质 的 量	摩[尔]	mol	若一个系统其所包含的基本单元(原子, 分子, 离子, 电子或其它粒子) 数目等于 0.012 千克碳-12所包含的原子数目, 则该系统的物质的量为1摩尔。

续表

量	单位 名称	单位 符号	定 义
辅 助 单 位			
平 面 角	弧 度	rad	若两条半径在圆周上截取的弧长与半径相等, 则该两条半径之间的平面角为 1 弧度。
立 体 角	球面度	sr	若一顶点位于球心的立体角, 其在球面上截取的面积等于以球半径为边长的正方形面积, 则该立体角为 1 球面度。

注: 1) 另一种定义是: 坎德拉是一光源在给定方向上的发光强度, 该光源发出频率为 540×10^{12} 赫兹的单色辐射, 且在此方向上的辐射强度为 1/683 瓦特每球面度。

附表2 电量和磁量的导出单位

量	单位名称	单位 符号	定 义
电 量	库[仑]	C	1 库仑等于 1 安培电流在 1 秒钟内流过导体某横面的电量。
电 压	伏[特]	V	当一段电路上流过 1 库仑的电量并且所作的功为 1 焦耳时, 则该段电路上的电压为 1 伏特。
电 容	法[拉]	F	当 1 库仑的电荷在电容器上产生 1 伏特的电压时, 则该电容器的容量为 1 法拉。
电 阻	欧[姆]	Ω	当 1 安培的直流电流流过一段电路且在其上产生 1 伏特的电压降时, 则该段电路的电阻为 1 Ω 。
电 阻 率	欧·米	$\Omega \cdot m$	由某种物质构成的一段电路, 若其长度为 1 米、横截面积 1 平方米、所具有的电阻为 1 欧姆, 则该物质的电阻率为 1 欧·米。

续表

量	单位名称	单位符号	定 义
电 导	西[门子]	S	西门子等于电阻为 1 欧姆的一段电路的电导
磁通[量]	韦[伯]	Wb	1 韦伯的磁通量是：该磁通量在 1 秒钟内发生变化的结果在电路中感生 1 伏特的电动势。
磁感应[强度]	特[斯拉]	T	穿过 1 平方米截面的磁通量等于 1 韦伯时的磁感强度为 1 特斯拉。
电 感	亨[利]	H	若电路中 1 安培恒定电流所耦合的磁通量等于 1 韦伯，则此电路的电感量为 1 亨利。
磁 场 强 度	安培每米	A/m	一个 4π A 的电流流经一根无限长的直导线时，在相距其 2 米的距离上产生的磁场强度等于 1 安/米
磁 导 率	亨[利]每米	H/m	亨[利]每米是物质的绝对磁导率，若在该物质中 1 A/m 的磁场强度产生的磁感应强度等于 1 T，则该物质的磁导率为 1 亨[利]每米 (1 H/m)。

附表3 小功率晶体管的代换推荐表

晶 体 管	可 用 于 代 换 的 晶 体 管	可 代 换 的 中 国 型 号
МП9А	МП10, МП11, МП35, МП101, КТ201	3А × 4, 3А × 31С
МП10	МП11, МП35, МП101, КТ201, КТ312, КТ315	
МП13, МП14	КТ209, КТ3107, КТ381, КТ501, КТ502	
МП15, МП39		
МП40, МП41		
МП16, МП20	КТ209, КТ501, КТ502	
МП21	КТ209 Ж—КТ209 М, КТ501 Ж—КТ501 М	
МП25	КТ209 И—КТ209 М, КТ501 Ж—КТ501 М, КТ502 В—КТ502 Е	3А × 25А, 3А × 35В
МП26	КТ502 Е, КТ601 А	
МП27, МП28	КТ3107 Е, КТ3107 Ж, КТ3107 Л, ГТ310	3А × 25С, 3А × 25Д 3А Г11, 3А Г12
	КТ501 А—КТ501 М	3ВХ1В, 3ВХ1С
МП35, МП36,	КТ503 А—КТ503 Е, КТ201 А—КТ201 Г	
МП37, МП38	КТ315 А—КТ315 И, КТ3102 А—КТ3102 Е	
МП137 А, МП37 Б	КТ503 А—КТ503 Е, КТ315 В—КТ315 И КТ3102 А—КТ3102 Е (кроме КТ3102 Г КТ501	
МП42	КТ201, КТ312, КТ315 А—КТ315 И	3А × 81 3ДГ6
МП101, МП102		
МП103		

续表

晶 体 管	可 用 于 代 换 的 晶 体 管	可 代 换 的 中 国 型 号
МП104	КТ203А, КТ203Б, КТ203Г	3АГ11, 3АГ12
МП105	КТ203А, КТ203Б, КТ203Г, КТ361В—КТ361Е	
МП106	КТ203А—КТ203Д, КТ361А—КТ361Е, КТ3107А—КТ3107Г	
МП111	КТ203А—КТ203Д, КТ361В—КТ361Е, КТ3107А—КТ3107Г	
МП114	КТ203А, КТ209Л, КТ209М, КТ501Л, КТ501М	
МП115	КТ203А, КТ203Б, КТ203Г, КТ209Г—КТ209М, КТ501Г—КТ501М	
МП116	КТ203А—КТ203Д, КТ209А—КТ209М, КТ501А—КТ501М, КТ361А—КТ361Е	
ГТ108А—ГТ108Г	КТ361А—КТ361Е, КТ502А—КТ502Е	
ГТ308А—ГТ308В	КТ308А—ГТ308В, КТ3107А—КТ3107Л КТ343А—КТ343В, КТ361А—КТ361Е КТ3107А—КТ3107Е	
ГТ309А—ГТ309Е	КТ3107А—КТ3107Л, КТ361А—КТ361Е, КТ347А, КТ347Б, КТ316	
ГТ310А—ГТ310Е	КТ3107А—КТ3107Л, КТ343, КТ347А	
ГТ313А—ГТ313В	КТ316А—КТ316Д, КТ326А, КТ326Б,	
		3АГ43, 3АГ44, 3АГ27, 3АГ28
		3АГ11, 3АГ12
		3АГ80, 3АГ81
		3А × 51
		3АГ48, 3АГ54

续表

晶 体 管	可 用 于 代 换 的 晶 体 管	可 代 换 的 中 国 型 号
ГТ328А—ГТ328В	КТ349Л—КТ349В	3АГ80
ГТ402А—ГТ402Г	ГТ346А—ГТ346В, КТ349А—КТ349В, КТ363	3АГ42, 3АГ43
ГТ403А—ГТ403Е	КТ814А—КТ814Г, КТ816А—КТ816Г	
ГТ403Ж, ГТ403И	КТ814А—КТ814Г, КТ816А—КТ816Г	
ГТ404	КТ814В—КТ814Г, КТ816В—КТ816Г	3ВГ4
ГТ404—ГТ404Г	КТ815А	
КТ201	ТК815А—КТ815Г, КТ817А—КТ817Г	3ДГ6, 3ДГ4
КТ203А, КТ203Г	П307, М37А, М37Б, КТ502А—КТ502Е, КТ312А—КТ312И, КТ315А—КТ315И	3АГ11, 3АГ12
КТ203Б	КТ501Л, КТ501М, КТ502Д, КТ502Е, КТ209Л, КТ209М	
КТ203В, КТ203Д	КТ209Г—КТ209М, КТ501Г—КТ501М, КТ502В—КТ502Е, КТ361В—КТ361Е	
КТ209А—КТ209В	КТ361А—КТ361Е, КТ209А—КТ209М, КТ502А—КТ502Е	
КТ209ГКТ299Е	КТ501А—КТ501М, КТ350А	
КТ209Ж—КТ209К	КТ501Г—КТ501М, КТ350А	
КТ209Л, КТ209М	КТ501Ж—КТ501М КТ501Л—КТ501М	

续表

晶 体 管	可 用 于 代 换 的 晶 体 管	可 代 换 的 中 国 型 号
KT312A, KT312B	KT315A—KT315И, KT3102A—KT3102E, 2T603A, 2T608A, 2T608B	3DG4, 3DG6
KT312B	KT315B—KT315И, KT3102A—KT3102B, KT3102Д KT3102E, KT3117A, 2T608A, 2T608B	
KT315A, KT315B	KT3102A—KT3102B, KT3102Д—KT3102E, KT608A, KT603A, KT603B	
KT315B—KT315E	KT3102A, KT3102A, KT3102B, KT3102Д KT3102E, KT608A, KT608B	
KT361A—KT361E	KT3107A—KT3107Л	3AG43, 3AG44
KT501A—KT501B	KT209A—KT209B, KT350A	3AG11, 3AG12
KT501Г—KT501E	KT209Г—KT209E	
KT501Ж—KT501K	KT209Ж—KT209K	
KT501Л—KT501M	KT209Л—KT209M	
KT502A, KT502B	KT501Г, KT501Д, KT209Г—KT209E	
KT502B, KT502Г	KT501Ж—KT501K, KT209Ж—KT209K	
KT502Д	KT501Л—KT501M	
KT503A—KT503Г	KT60A	3DG4
KT603A—KT603Г	KT608A, KT608B, KT3117A, KT608B МП42, KT209A—KT209M, KT502A—KT502E	3AG11, 3AG12
П29, П30		

晶 体 管	可 用 于 代 换 的 晶 体 管	可 代 换 的 中 国 型 号
П307, П308, П309 П401, П402	КТ605 КТ361А—КТ361Е, КТ3107А—КТ3107Л, ГТ309А—ГТ309Е, КТ343А—КТ343В	3DG12 3AG11, 3AG12
П403	КТ361А—КТ361Е, КТ3107А—КТ3107Л, ГТ309А—ГТ309Е, КТ343А—КТ343В	3AGB
П414, П415, П416	КТ361А—КТ361Е, КТ3107А—КТ3107Л КТ343А—КТ343В	3AG2, 3AG3
2Т326А, 2Т326Б	КТ349А, КТ349В, КТ363	3CG14, 3CG15

附表4 大功率晶体管代换推荐表

晶 体 管	可 用 于 代 换 的 晶 体 管	可 代 换 的 中 国 型 号
П4А, П4Г, П4Д П4Б	П214А—П214Г, П215, П217, КТ818В, КТ818Г П215, П217, КТ818Г	3AD4
П201	П202, П213А, П213Б, П214А—П214Г КТ814Б—КТ814Г, КТ816Б—КТ816Г	3AD1, 3AD2
П202, П203 П210А, П210Ш	КТ816Б, КТ816Г, П217А—П217Г, П215 ГТ806А—ГТ806Л, КТ813А, КТ818В, КТ818Г	3AD4 3AD18

晶 体 管	可 用 于 代 换 的 晶 体 管	可 代 换 的 中 国 型 号
П213А, П213Б	КТ816Б—КТ818Г	3AD4
П214А—П214Г	КТ818Б, КТ818	3AD18
П217А—П217Г	КТ818Б, КТ818Г	
П302	П213, П214А—П214Г, КТ814А—КТ814Г, КТ816Б—КТ816Г	3AD4
П303, П306	П214А—П214Г, КТ814Б—КТ814Г, КТ816Б—КТ816Г	
П306А	П215, КТ814Г, КТ816Г	
П601, П602	КТ814А—КТ814Г, КТ816А—КТ816Г	
ГТ701А	ГТ806А—ГТ806Д, КТ818Б, КТ818Г	3AD18
ГТ703	КТ816Б—КТ816Г, КТ818Б—КТ818Г	
КТ814А	КТ816А	
КТ814Б	КТ816Б	3AD1, 3AD2
КТ814В	КТ816Б	
КТ814Г	КТ816Г	
П1701, П701Б	КТ801А, КТ801Б, КТ807А, КТ807Б, КТ815А—КТ815Г	3DD1, 3AD2
П701А	КТ801А, КТ801Б, КТ807А, КТ807Б, КТ815Б—КТ815Г, КТ817Б, КТ817Г	

续表

晶 体 管	可 用 于 代 换 的 晶 体 管	可 代 换 的 中 型 国 号
Π702	KT801A, KT801B, KT817B, KT817Γ, KT819B—KT819Γ	3DD6 3DD1, 3DD2
ΓT704A—ΓT705B	KT824A, KT826, KT828A, KT828B	
KT801A	KT817Γ, KT819Γ, KT829A, KT829B	
KT801B	KT817B, KT817Γ, KT819B, KT819Γ, KT829A—KT829B	
KT803A	KT808A, KT802A, KT819B, KT819Γ, KT908A, KT908B	
KT808A	KT802A	
KT809	2T824A, KT228A	3DD6
KT812A—KT812B	KT824A—KT824B	
KT815A	KT817A	3DD1, 3DD2
KT815B	KT815B	
KT815B	KT815B	
KT815Γ	KT817Γ	
KT903A, KT903B	KT902A	3DD6
KT604A, KT604B	KT904A, KT904B	
Π605	ΓT905	3AG72, 3AG74
Π607, Π608, Π609	KT626A—KT626Д	

附表5 二极管代换推荐表

二 极 管	可 用 于 代 换 的 二 极 管	可 代 换 的 中 国 型 号
Д2Б	Д2Д, Д2Е, Д2Ж	2AP9
Д9Е	Д9Ж, Д9И—Д9Л	2AP1
Д20	Д18, Д10	2AP9
Д26	Д2Д, Д2Е, Д10	2CK4
Д104	Д104А, Д105, Д105А	2CZ53
Д226Б	Д7Ж, КД105Б, Д226В	2CW80
Д814	Д813	2CW73
Д814Б	Д811	2CW75
Д814Г	Д813	2CZ53
КД105Б	КД109А, Д226Б, Д7Ж	
КД105Г	КД105Б	
КД109А	КД105Б	
КД202Б	КД205Г	
КД205Д	КД205А—КД205В	2CZ57

附表6 模拟集成电路型号对照表

苏 联 型 号	国 际 通 用 型 号
K101KT	ZDT30/31, SN75614
K122УД1	MC1525, CA3000
K122УС1	WC1146T, MC101
K122УС2	2A30
K140УД1Б	MA702, CA3015, SN75108
K140УД2	MA709, CA3033
K140УД5	CA3015
K140УД6	MC1456, SN72770
K140УД7	μA741H, MC1741G, LM741H, RC741H, SN72741L, N5741T, MPC151, MB3603, CA741T, AD741, AM741, ICL741TY, ITT741, TOA741
K140УД8	μA740H, MC1556G, RC1556H
K140УД11	LM310
K140УД12	μA776, MC1776CG
K140УД14	M108H, LM108H, SN52108, N108T, SC108T, SF2108, CA108T, AD108H, AM108H, IC108TY
K142EH1	μA723, L123
K153УД1	μA709, 709CH, MC1709G, LM1709H, SN72709L
K153УД2	LM101H, MLM101G, M101H, SN52101L, SG101T, TAA812, SFC2101, CA101T, AD101, AM101T, ICL101TY, TOA101
K153УД3	μA709H, MC1709G, RC709H, SN2709L, N5709, MPC55, TAA521/522, SFC2709, ITT709, TOA1709
K153УД5	μA725, MPC154A
K153УД6	LM101A
K154УД1	HA2700
K154УД2	AD509
K162KT1	C1-1
K168KT1	MEM550
K168KT2	MEM452
K190KT1	MEM2009, MX52D
K190KT2	S116, ML163, TMS6003

续表

苏 联 型 号	国 际 通 用 型 号
K521CA1	μA711H, MC1711G, LM1711H, SN52711L, N5556, SFC2711
K521CA2	μA710H, MC1710G, LM710H, SN52710L, SFC2710, MPC71
K544УД1	μA740, NC1740P, LM740, SN2740N, SFC27740E, TOA740
K544УД2	CA3130
K574УД1	AD513
KP1006BN1	555
NCK174УН4,	LM386

附表7 TTL集成电路型号对照表

国际型号	苏 联 型 号	国际型号	苏 联 型 号	国际型号	苏 联 型 号
74, 74LS, 74S, 74F, 74AS, 74ALS	K155, K555 K531, K1531 K1533	74, 74LS, 74S, 74F, 74AS, 74ALS	K155, K555 K531, K1531, K1533	74, 74LS, 74S, 74F, 74AS, 74ALS	K155, K555, K531, K1531, K1533
7400	ЛА3	7414	ТЛ2	74107	ТВ6
7401	ЛА8	7477	ТМ5	74109	ТВ15
7402	ЛЕ1	7480	ИМ1	74112	ТВ9
7403	ЛА9	7481	РУ1	74113	ТВ10
7404	ЛН1	7482	ИМ2	74114	ТВ11
7405	ЛН2	7483	ИМ3	74121	АГ1
7406	ЛН3	7485	СП1	74123	АГ3
7407	ЛН4	7486	ЛП5	74124	ГГ1
7408	ЛИ1	7490	ИЕ2	74125	ЛП8
7410	ЛА4	7492	ИЕ4	74128	ЛЕ6
7411	ЛИ3	7493	ИЕ5	74132	ТЛ3
7412	ЛА10	7495	ИР1	74134	ЛА19
7413	ТЛ1	7497	ИЕ8	74136	ЛЛ3

续表

国际型号	苏联型号	国际型号	苏联型号	国际型号	苏联型号
74, 74LS, 74S, 74F, 74AS, 74ALS	K155, K555 K531, K1531, K1533	74, 74LS, 74S, 74F, 74AS, 74ALS	K155, K555 K531, K1531, K1533	74, 74LS, 74S, 74F, 74AS, 74ALS	K155, K555, K531, K1531, K1533
74138	ИД7	74164	ИР8	7451	ЛР11
74139	ИД14	74165	ИР9	7453	ЛР3
74140	ЛА6	74168	ИЕ11	7454	ЛР13
74141	ИД1	74169	ИЕ17	7455	ЛР4
74145	ИД10	74170	РП1	7460	ЛД1
74148	ИВ1	74172	РП3	7464	ЛР9
74150	КП1	74173	ИР15	7465	ЛР10
74151	КП7	74174	ТМ9	7472	ТВ1
7415	ЛИ4	74175	ТМ8	7474	ТМ2
7416	ЛН5	74180	ИП2	7475	ТМ7
7417	ЛП4	74181	ИП3	74245	АП6
7420	ЛА1	74182	ИП4	74251	КП15
7421	ЛИ6	74184	ПР6	74253	КП12
7422	ЛА7	74185	ПР7	74257	КП11
7423	ЛЕ2	74192	ИЕ6	74258	КП14
7425	ЛЕ3	74193	ИЕ7	74260	ЛЕ7
7426	ЛА11	74194	ИР11	74261	ИП8
7427	ЛЕ4	74195	ИР12	74279	ТР2
7428	ЛЕ5	74196	ИЕ14	74283	ИМ6
7430	ЛА2	74197	ИЕ15	74295	ИР16
7432	ЛЛ1	74198	ИР13	74298	КП13
7437	ЛА12	74240	АП3	74299	ИР24
74152	КП5	74241	АП4	74322	ИР28
74153	КП2	74242	ИП6	74358	ИМ7
74154	ИЛ3	74243	ИП7	74365	ЛП10
74155	ИД4	7438	ЛА13	74366	ЛН6
74160	ИЕ9	7440	ЛА6	74367	ЛП11
74161	ИЕ10	7442	ИД6	74373	ИР22
74163	ИЕ18	7450	ЛР1	74374	ИР23

国际型号	苏联型号	国际型号	苏联型号	国际型号	苏联型号
74, 74LS, 74S, 74F, 74AS, 74ALS	K155, K555 K531, K1531 K1533	74, 74LS, 74S, 74F, 74AS, 74ALS	K195, K555 K531 K1531, K1533	74, 74LS, 74S, 74F, 74AS, 74ALS	K155, K555, K531 K1531, K1533
74381	ИК2	74482	ВГ1	AM25S07	ИР18
74384	ПП9	74630	ВЖ1	AM25S08	ИР19
74385	ИМ7	74670	ПП26	AM25S09	ИР20
74385	ИР25	AM25S05	ИК1	AM25S10	ИР21
74392	ВГ1				

附表8 CMOS集成电路型号对照表

国际型号	苏联型号	国际型号	苏联型号	国际型号	苏联型号
CD4000A和 CD4000B	K176和 K561	CD4000A和 CD4000B	K176和 K561	CD4000和 CD4000B	K176和 K561
CD4000	ЛП4	CD4023	ЛА9	CD4061	РУ2
CD4001	ЛЕ5	CD4025	ЛЕ10	CD4066	КЛ3
CD4002	ЛЕ6	CD4027	ТВ1	CD4083	ТЛ1
CD4006	ИР10	CD4028	ИД1	CD4098	АГ1
CD4007	ЛП1	CD4029	ИЕ14	CD40107	ЛА10
CD4008	ИМ1	CD4030	ЛП2	CD40108	ИР12
CD4009	ПУ2	CD4034	ИР6	CD40109	ПУ6
CD4010	ПУ3	CD4035	ИР9	CD40181	ИП3
CD4011	ЛА7	CD4039	РП1	CD40182	ИП4
CD4012	ЛА8	CD4042	ТМ3	МС14502	ЛН1
CD4013	ТМ2	CD4043	ТР2	МС14516	ИЕ11
CD4015	ИР2	CD4046	ГГ1	МС14520	ИЕ10
CD4016	КТ1	CD4049	ЛН2	МС14531	СА1
CD4017	ИЕ8	CD4050	ПУ4	МС14554	ИП5
CD4018	ИЕ19	CD4051	КП2	МС14580	ИР12
CD4019	ЛС2	CD4052	КП1	МС14581	ИП3
CD4020	ИЕ16	CD4056	ИД5	МС14582	ИП4
CD4022	ИЕ9	CD4059	ИЕ15	МС14585	ИП12

附表9 ECL集成电路型号对照表

国 际 型 号	苏 联 型 号	国 际 型 号	苏 联 型 号
МС10101	К500ЛМ101	МС10106	К500ЛЕ106
МС10102	К500ЛМ102	МС10107	К500ЛП107
МС10105	К500ЛМ105	МС10109	К500ЛМ109
МС10110	К500ЛЛ110	МС10181	К500ИЛ181
МС10111	К500ЛЕ111	МС100102	К1500ЛМ102
МС10115	К500ЛП115	МС100107	К1500ЛП107
МС10116	К500ЛП116	МС100112	К1500ЛП112
МС10117	К500ЛК117	МС100114	К1500ЛП114
МС10118	К500ЛК118	МС100117	К1500ЛК117
МС10123	К500ЛЕ123	МС100118	К1500ЛК118
МС10124	К500ПУ124	МС100122	К1500ИП122
МС10125	К500ПУ125	МС100123	К1500ВА123
МС10129	К500ЛП129	МС100130	К1500ТМ130
МС10130	К500ТМ130	МС100131	К1500ТМ131
МС10131	К500ТМ131	МС100136	К1500ИР136
МС10133	К500ТЛ133	МС100141	К1500ИР141
МС10134	К500ТМ134	МС100150	К1500ИР150
МС10136	К500ИЕ136	МС100151	К1500ИР151
МС10137	К500ИЕ137	МС100155	К1500КП155
МС10141	К500ИР141	МС100156	К1500ИП156
МС10149	К500РЕ149	МС100160	К1500ИП160
МС10160	К500ИБ160	МС100163	К1500КП163
МС10161	К500ИЛ161	МС100164	К1500КП164
МС10162	К500ИД162	МС100170	К1500ИД170
МС10164	К500ИД164	МС100171	К1500КП171
МС10165	К500ИБ165	МС100194	К1500ИП194
МС10173	К500ТМ173	МС100415	К1500РУ415
МС10179	К500ИП179	МС100470	К1500РУ470
МС10180	К500ИМ180		

附表10 计算机用集成电路型号对照表

苏 联 型 号	国 际 型 号	苏 联 型 号	国 际 型 号
KP580BM80	8080	KM1810BM87	8087
KP580BB55	8255 A	KM1810M89	8089
KP580BB51	8251	KM1810BM88	8088
KP580BT57	8257	KP1810BT3	8203
KP580BH59	8259	KM1810BT3	
KP580BN53	8253	KP1810BI54	8254
KP580BB79	8279	KP1810BM86B,	8086-2
KP580ГФ24	8224	KM1810BM86B	
KP580BK28	8228	KP1810BT37 A	8237 A
KP580BK38	8238	1810BK56	8256AH
KP580IP82	8282	KP1810BГ72 A	8272 A
KP580IP83	8283	KM1813BE1	2920
KP580BA86	8286	KM1816BE48	8048
KP580BA87	8287	KP1816BE35	8035
KP580BГ75	8275	KP1816BE39	8039
KP580BK91	8291 A	1821PY55	81C55
KP580BГ92	8292	1821PE55	83C55
KP580BГ93	8293	1821BI54	82C54
KP580BP42	3242	1821BH59 A	82C59
KP1810BH59 A	8259 A	1821BM85 A	80C85 A
KP1810BM86	8086	1821BB19	82C19
KM1810BM86		1821BB51 A	82C51 A
KP1810ГФ84	8284	1821BA86	82C86
1810BГ88	8288	1821BA87	82C87
1810BB89	8289		